

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

DIPARTIMENTO di
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE
"Guglielmo Marconi"
DEI

**CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA
DELL'ENERGIA ELETTRICA**

TESI DI LAUREA

in

Conversione Statica dell'Energia Elettrica M

**Studio degli inverter multilivello trifase
con configurazione E-Type**

CANDIDATO

Lorenzo Foschi

RELATORE

Prof. Angelo Tani

Anno Accademico 2023/2024

Sessione I

*"Un viaggio di mille miglia
comincia con un singolo passo."*

Lao Tzu

SOMMARIO

INTRODUZIONE.....	5
1. STRUTTURA DELL'INVERTER E-TYPE A 5 LIVELLI	9
1.1. Configurazione degli interruttori	11
1.2. Caratteristiche degli inverter E-Type	14
1.3. Ramo singolo.....	14
1.4. Trifase.....	22
1.5. Valori di tensione per il dimensionamento dei componenti.....	26
1.6. Condizioni stazionarie e dinamiche	26
2. TECNICHE DI CONTROLLO DELL'INVERTER	31
2.1. Tecniche di modulazione PWM e SPWM.....	31
2.2. SPWM.....	41
2.3. Flat top L e Flat top H	51
2.4. PWM simmetrica	54
3. MODELLO SIMULINK DELL'INVERTER E-TYPE.....	57
3.1. Ambiente di simulazione.....	57
3.2. Considerazioni e ipotesi di studio	58
3.3. Schema del sistema complessivo	59
3.4. Sottosistema di alimentazione	60
3.5. Sottosistema per la generazione delle modulanti.....	60
3.6. Sottosistema per la generazione dei segnali di gate	65
3.7. Sottosistema del singolo ramo.....	67
3.8. Sottosistema del carico.....	68
4. RISULTATI OTTENUTI IN SIMULAZIONE.....	69

4.1. <i>SPWM</i>	70
4.2. <i>PWM flat top H</i>	83
4.3. <i>PWM simmetrica</i>	86
5. CONCLUSIONI.....	89
INDICE DELLE FIGURE	91
INDICE DELLE TABELLE.....	95
RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI	97
RINGRAZIAMENTI	99

INTRODUZIONE

Al giorno d'oggi, una delle maggiori sfide da affrontare nel campo dell'elettronica di potenza riguarda la possibilità di utilizzare convertitori che riescano ad ottenere valori di tensione e corrente sempre migliori e meno distorti. Oltre quanto appena citato, un importante obiettivo riguarda anche la riduzione dei valori di tensione a cui deve essere sottoposto ciascun dispositivo, in modo tale da consentire una riduzione delle dimensioni e dei costi.

I convertitori multilivello rappresentano una nuova tecnologia e risultano di particolare interesse per differenti ambiti applicativi quali fotovoltaico o più in generale sistemi di accumulo. Ad oggi esistono diverse configurazioni di convertitori multilivello ma la nostra attenzione sarà rivolta in particolare agli inverter in configurazione E-Type. La configurazione E-Type vuole essere uno sviluppo degli inverter T-Type, i quali risultano più semplici dal punto di vista della realizzazione circuitale e del controllo a scapito di una minor efficienza e qualità delle forme d'onda di tensione d'uscita ottenute.

I convertitori appena citati derivano dall'evoluzione delle tecnologie di conversione dell'energia elettrica sviluppate nel corso del secolo scorso. Tale evoluzione, iniziata negli anni Quaranta del Novecento e proseguita fino ad oggi, è stata resa possibile grazie all'introduzione dell'elettronica di potenza e di diversi dispositivi quali Bipolar Junction Transistor (BJT), *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) e degli *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT).

Questo elaborato si pone come obiettivo lo studio dell'inverter in configurazione E-Type e dell'analisi delle caratteristiche tecniche e dei principi di funzionamento dello stesso, partendo dallo studio del singolo ramo per poi estendere l'analisi al caso trifase. Lo studio di quanto appena citato, essendo una tecnologia ancora in fase di sviluppo e di cui attualmente risultano presenti pochi studi, partirà dalla comprensione dei principi di funzionamento basilari, mediante il controllo dell'inverter con la sola tecnica *Sinusoidal Pulse Width Modulation In Phase Disposition* (SPWM IPD), di cui verranno analizzate diverse condizioni operative. Successivamente verrà proposta l'analisi del funzionamento del sistema completo mediante tre differenti tecniche di modulazione, quali *flat top H*, *flat top L* e *Pulse Width Modulation (PWM) simmetrica*, per poter osservare le differenze e valutare eventuali vantaggi o svantaggi nell'utilizzo di tali tecniche. L'analisi proposta verterà sullo studio dell'inverter E-Type senza considerare alcune non linearità che potrebbero essere presenti in applicazioni reali, in quanto si pone l'obiettivo di gettare le basi per eventuali studi ed approfondimenti futuri. Come

supporto allo studio di tale tecnologia, oltre al materiale riportato nei riferimenti bibliografici, verranno utilizzati i software e tool di simulazione Matlab e Simulink, in modo tale da poter implementare e simulare il sistema nelle differenti condizioni operative con il supporto della visualizzazione grafica dei risultati ottenuti. Nell'ambiente Matlab verranno gestiti i dati fondamentali che permetteranno il funzionamento del sistema, in modo tale da rendere più agevole una modifica futura degli stessi.

In Simulink verrà implementato il modello completo, suddiviso in macro-blocchi interconnessi tra loro.

Nel primo capitolo verrà descritta la struttura dell'inverter E-Type, sia del singolo ramo sia del sistema trifase, ed il suo funzionamento, focalizzandosi sull'ottenimento del numero opportuno di livelli delle tensioni di polo in relazione alla configurazione degli interruttori. Verrà poi proposta anche una breve trattazione riguardante le tensioni ai quali sono sottoposti i diversi dispositivi, sia in condizioni stazionarie sia in condizioni dinamiche. Nel secondo capitolo si procederà con la trattazione delle tecniche di controllo dell'inverter in cui, oltre alle loro peculiarità, sarà possibile avere un confronto tra le tecniche di modulazione più comuni utilizzate negli inverter tradizionali rispetto alle quattro tecniche di modulazione descritte ed implementate nell'elaborato, quali SPWM, flat top H, flat top L e PWM simmetrica. In questo capitolo si completerà l'analisi del funzionamento introdotta nel capitolo precedente, integrando il funzionamento del sistema in relazione al valore della modulante e delle portanti.

Nel terzo capitolo verrà introdotto il modello Simulink dell'inverter E-Type realizzato, rappresentando i diversi sottosistemi presenti in simulazione e descrivendone le funzionalità.

In questo capitolo sarà possibile, inoltre, osservare come vengono realizzate le tecniche di modulazione, consentendo la scelta arbitraria tra le quattro tecniche proposte nell'elaborato.

Nel quarto capitolo si entrerà nel dettaglio delle simulazioni, completando quanto introdotto nel capitolo precedente e riportando i risultati ottenuti nelle differenti condizioni di lavoro.

In particolare, verrà approfondita principalmente la tecnica SPWM in quanto l'elaborato volge maggiore interesse in merito a tale tecnica di controllo. Per questa tecnica verranno condotte delle simulazioni in differenti condizioni di lavoro. Successivamente verranno riportati anche alcuni dei risultati ottenuti con le altre tecniche di controllo, in modo tale da poterli confrontare.

In definitiva risulterà possibile comprendere il funzionamento del sistema ed osservare le differenze presenti in relazione alle tecniche di modulazione utilizzate. Oltre quanto appena descritto verrà evidenziata una criticità, riscontrata durante l'analisi e la simulazione del

sistema, in merito alla stabilizzazione delle tensioni ai capi dei condensatori. Tali osservazioni in merito alla realizzazione hardware di circuiti stabilizzatori potrebbero risultare un punto di partenza per eventuali approfondimenti futuri.

1. STRUTTURA DELL'INVERTER E-TYPE A 5 LIVELLI

Lo studio della struttura e delle caratteristiche degli inverter multilivello è divenuto di particolare interesse in campo industriale a causa di un sostanziale vantaggio a cui porta questa tipologia di inverter rispetto ai classici inverter 2 livelli (Fig. 1.1).

Gli inverter a due livelli vengono classificati sotto tale categoria perché due è il numero di livelli della tensione di polo disponibili in ogni ramo, 0 oppure V_{BUS} , come riportato in Fig. 1.1.

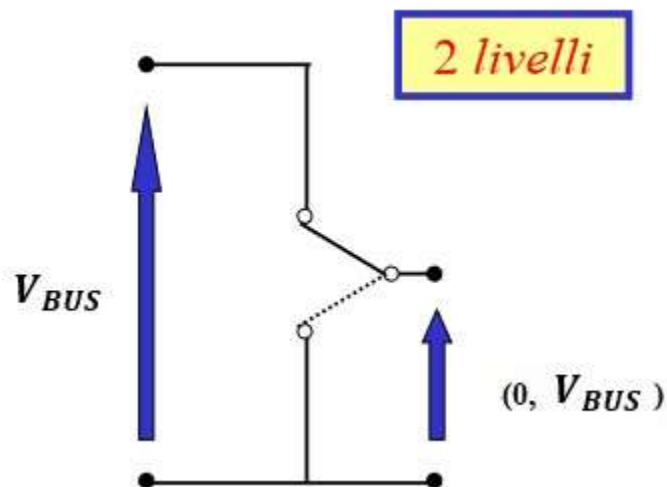


Figura 1.1 - Numero di livelli disponibili nell'inverter a 2 livelli [1]

Gli inverter multilivello invece permettono di suddividere la tensione complessiva, presente al bus DC, in più livelli, ripartendola in modo tale da avere una riduzione della tensione applicata sui singoli componenti con una conseguente diminuzione del valore di tensione che ciascun componente deve sopportare.

In particolare, la riduzione dei valori per cui devono essere dimensionati i componenti porta ad un notevole vantaggio dal punto di vista dei costi dei singoli componenti e della dimensione del filtro necessario in uscita. Come effetto negativo rispetto agli inverter tradizionali avremo un aumento della complessità del controllo e del numero degli interruttori presenti in tale configurazione.

Gli inverter E-Type a 5 Livelli si possono definire un'evoluzione dei convertitori multilivello di tipo T-Type i quali presentano una configurazione più semplice, come si può osservare in Fig. 1.2. Essi sono costituiti da un minor numero di componenti circuitali ma risultano essere meno performanti e flessibili per quanto riguarda la generazione dei diversi livelli di tensione in uscita.

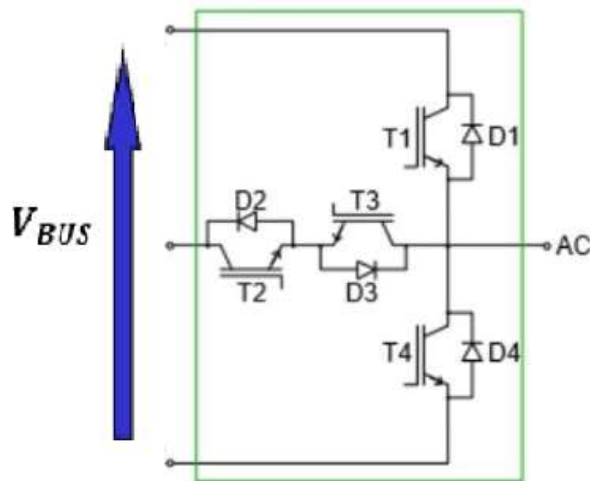


Figura 1.2 - Ramo di un inverter a tre livelli T-Type [2].

I vantaggi degli inverter multilivello rispetto a quelli tradizionali a due livelli sono:

- minor sollecitazione degli isolanti del carico siccome il $\frac{dv}{dt}$ risulta essere inferiore;
- gli interruttori sono chiamati a sopportare una tensione inferiore, a parità di tensione d'ingresso;
- permettono di generare una tensione in uscita meno distorta;
- possono funzionare con una frequenza di commutazione inferiore.

Focalizzandoci sugli inverter E-Type a 5 livelli, essi permettono di ottenere fino a cinque differenti valori di tensione, $(0, \frac{V_{BUS}}{4}, \frac{V_{BUS}}{2}, \frac{3V_{BUS}}{4}, V_{BUS})$, come riportato in Fig. 1.3.

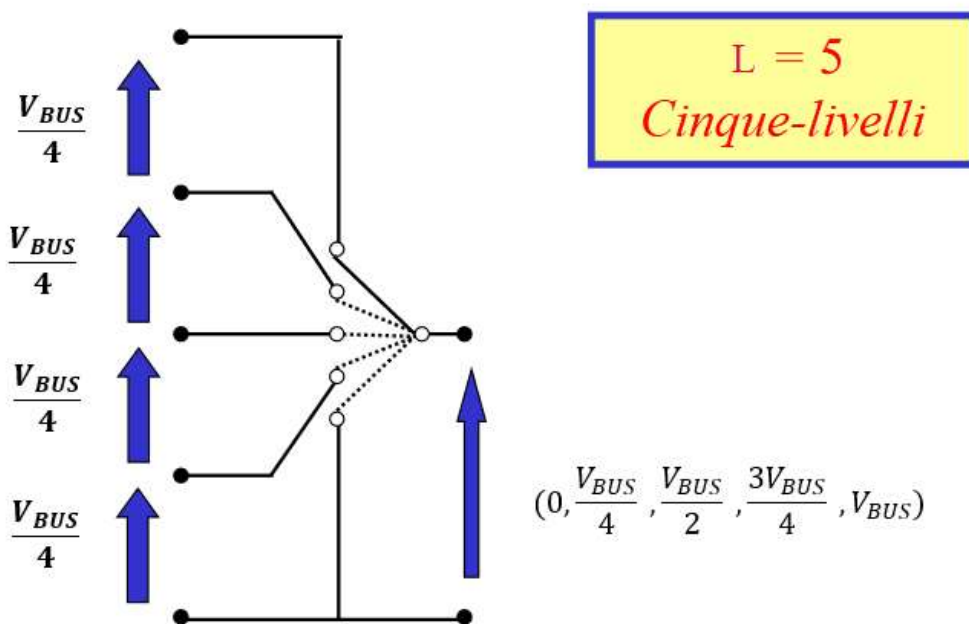


Figura 1.3 - Numero di livelli disponibili nell'inverter a 5 livelli.

Per la descrizione della struttura e del funzionamento dell'inverter E-Type, partiremo dalla presentazione del singolo ramo di inverter per poi estendere lo studio al sistema completo composto da tre rami, ciascuno associato ad una delle tre fasi.

Per la trattazione dell'argomento, in questo capitolo, si farà riferimento alla notazione riportata in Fig. 1.4 per indicare lo stato dell'interruttore.

In primo luogo, si considereranno tutti i rami del circuito bidirezionali dal punto di vista del verso di percorrenza della corrente, senza entrare nel dettaglio dei componenti utilizzati come interruttori, i quali verranno trattati successivamente.

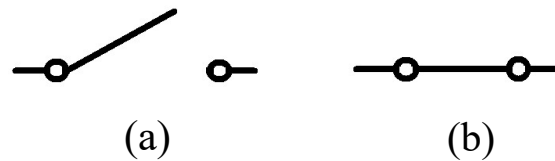


Figura 1.4 - Notazione interruttori. a) Interruttore aperto. b) Interruttore chiuso.

Per la trattazione iniziale verranno considerate le condizioni ideali in cui vengono trascurate le cadute di tensioni ai capi degli interruttori e gli eventuali effetti parassiti.

Le tensioni sui condensatori verranno considerate di valori costanti ed equamente distribuite tra gli stessi, in funzione della tensione presente al bus DC, ovvero ai capi di ciascun condensatore verrà considerata una tensione pari a $\frac{1}{4}V_{BUS}$.

Per l'analisi iniziale verranno trascurati anche i fenomeni derivanti dai transitori di tensioni e correnti.

1.1. Configurazione degli interruttori

La struttura dell'inverter E-Type trifase è costituita da tre sistemi, detti anche rami, come quello riportato in Fig. 1.5. Per quanto riguarda la tensione presente sul bus DC (V_{BUS}), ed i quattro condensatori ($C_{B1}, C_{B2}, C_{B3}, C_{B4}$), essi risultano essere in comune per tutte le fasi che costituiscono il sistema.

S_{xB} ed S_{xA} con $x \in \{A, B, C\}$ indicano gli interruttori appartenenti al ramo superiore e inferiore.

S_{x1}, S_{x2}, S_{x3} , rappresentano gli interruttori presenti nei rami intermedi, detti anche rami di clamping.

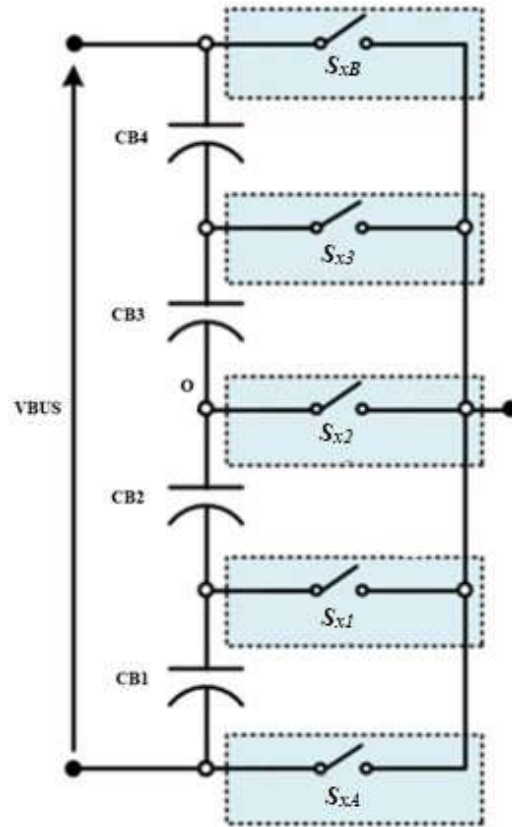


Figura 1.5 - Rappresentazione del ramo dell'inverter E-Type.

I rami superiore e inferiore sono composti dagli interruttori S_{xB} e S_{xA} , i quali risultano essere unidirezionali dal punto di vista della tensione e bidirezionali da quello della corrente, operando quindi nel I e II quadrante ($v_{sw} \geq 0$), come riportato in Fig. 1.6 (a).

Gli interruttori presenti nei rami intermedi S_{x1} , S_{x2} , S_{x3} , risultano essere bidirezionali sia in tensione che in corrente, come riportato in Fig. 1.6 (b).

v_{sw} ed i_{sw} rappresentano rispettivamente la tensione ai capi degli interruttori e la corrente che li attraversa.

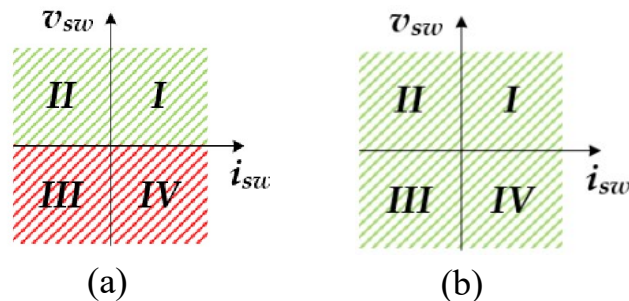


Figura 1.6 - Regioni di funzionamento degli interruttori. (a) Tensione unidirezionale e corrente bidirezionale. (b) Corrente e tensione bidirezionali [3].

Conseguentemente a quanto indicato, è possibile evidenziare diverse configurazioni degli interruttori nei rami di clamping che permettono la realizzazione circuitale del nostro sistema. Come si può osservare dalla Fig. 1.7, è possibile individuare alcune configurazioni composte da combinazioni di due interruttori unidirezionali posti in serie e aventi i relativi diodi di ricircolo in antiparallelo. Tra queste troviamo:

- quelle a Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) o Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) a Collettore Comune CC (oppure source comune) come in Fig. 1.7 (a);
- quelle ad Emettore Comune CE (oppure drain comune) come in Fig. 1.7 (b);
- un'ulteriore possibile realizzazione è data dalla configurazione ibrida che combina IGBT e MOSFET come rappresentato in Fig. 1.7 (c).

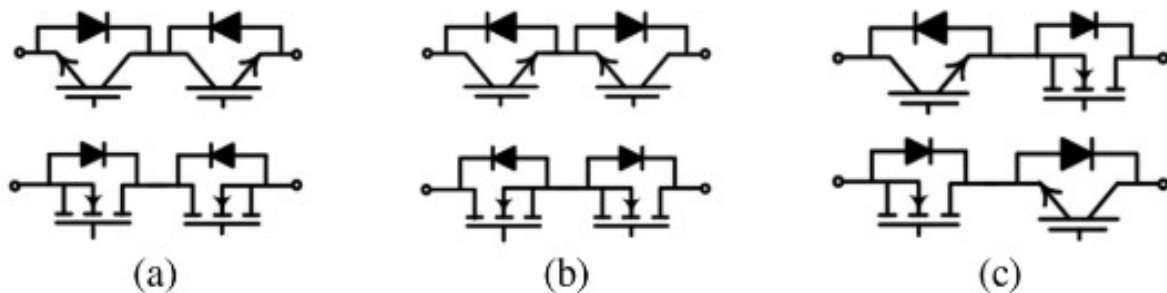


Figura 1.7 - Possibili configurazioni degli interruttori bidirezionali. (a) In CC. (b) In CE. (c) Ibridi in CE [4].

La configurazione degli interruttori trattata in questo elaborato è quella presente in Fig. 1.7 (b) riportante la configurazione CE (con IGBT).

Per quanto riguarda i nomi dei morsetti degli IGBT, verrà seguita la convenzione riportata in Fig. 1.8.

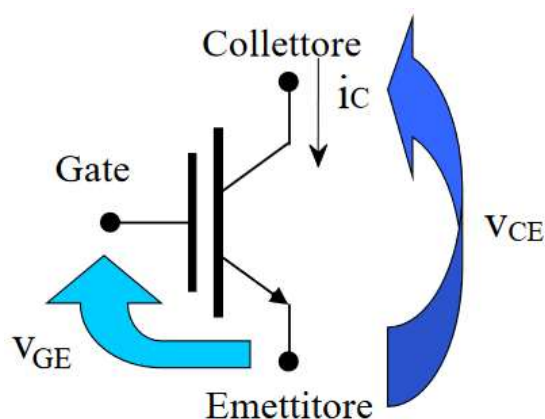


Figura 1.8 - Nomi dei morsetti degli IGBT [1]

1.2. Caratteristiche degli inverter E-Type

Per descrivere il funzionamento del sistema trifase complessivo, faremo riferimento al caso singolo ramo per poi estendere successivamente il ragionamento al caso trifase siccome il funzionamento associato alle commutazioni degli interruttori e la generazione dei livelli di tensione avviene in modo analogo.

Il sistema E-Type è composto da diversi rami, in particolare tre rami di clamping centrali e due rami, superiore e inferiore, che consentiranno di ottenere un frazionamento delle tensioni in uscita ed ai capi dei componenti utilizzati nel circuito.

1.3. Ramo singolo

Il singolo ramo dell'inverter E-Type è composto da 8 IGBT e 8 diodi di ricircolo connessi in antiparallelo, come riportato in Fig. 1.9. I diodi di ricircolo sono necessari per permettere il passaggio della corrente in entrambe le direzioni e fornire un percorso alternativo anche quando uno dei due interruttori risulta essere interdetto. Il pedice associato ai diodi ha lo stesso scopo del medesimo associato all'interruttore, ovvero x rappresenta la fase a cui viene associato.

I terminali presenti in tale configurazione sono i seguenti:

- sorgente DC ai capi della quale abbiamo una tensione V_{BUS} ;
- nodo 0 che rappresenta il punto rispetto al quale vengono espresse le tensioni di polo;
- nodo di uscita, connesso alla rete, in corrente alternata.

La tensione ai capi dei singoli condensatori è definibile dalla relazione:

$$V_{cond} = \frac{V_{BUS}}{L - 1} \quad (1.1)$$

dove, V_{cond} indica la tensione ai capi di ciascun condensatore, L il numero di livelli del convertitore (cinque in questo caso). Ciascun condensatore, nel caso in analisi si troverà pertanto ad una tensione pari a $\frac{1}{4}V_{BUS}$.

Da tale considerazione, la tensione che deve essere sopportata da ciascun condensatore risulta essere inferiore rispetto agli inverter tradizionali per cui il dimensionamento dovrà essere predisposto per valori inferiori.

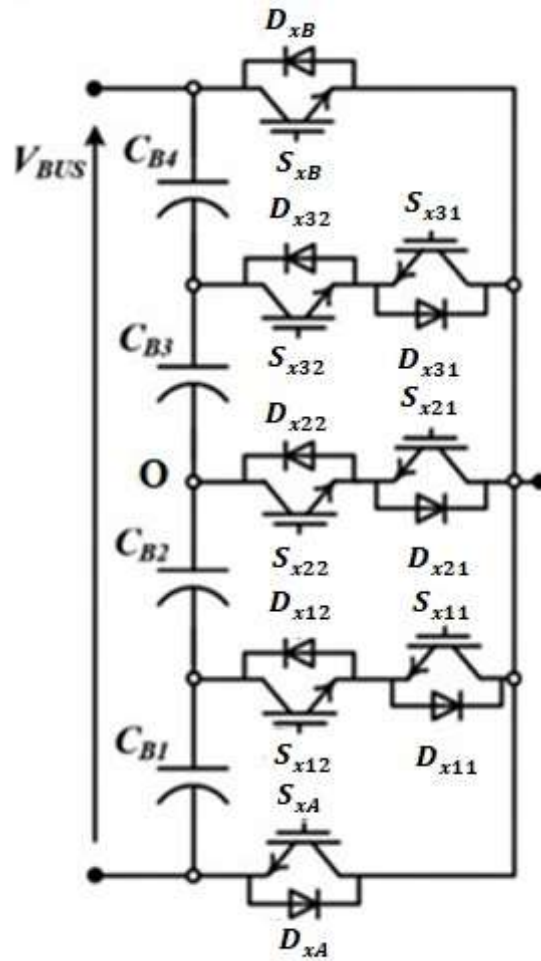


Figura 1.9 - Singolo ramo dell'inverter E-Type [4].

Prima di definire i livelli di tensione generabili tra l'uscita ed il punto 0 (V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}), chiamate tensioni di polo, è necessario analizzare e definire la funzione di commutazione in (1.2) che può assumere cinque valori come riportato in Fig. 1.10.

$$S_A = \begin{cases} 1 & \text{percorso conduttivo ramo B} \\ \frac{1}{2} & \text{percorso conduttivo ramo 3} \\ 0 & \text{percorso conduttivo ramo 2} \\ -\frac{1}{2} & \text{percorso conduttivo ramo 1} \\ -1 & \text{percorso conduttivo ramo A} \end{cases} \quad (1.2)$$

S_A indica la funzione di commutazione associata al ramo A; la medesima considerazione può essere estesa per le funzioni di commutazioni associate alle altre fasi.

La tensione di polo può assumere 5 valori ($\pm \frac{V_{BUS}}{2}, \pm \frac{V_{BUS}}{4}, 0$) ed è possibile esprimerla in relazione alla funzione di commutazione riportata in (1.3):

$$V_{A0} = \frac{V_{BUS}}{2} S_A \quad (1.3)$$

dove, V_{A0} indica la tensione di polo in uscita dal singolo ramo, V_{BUS} la tensione DC presente alla sorgente.

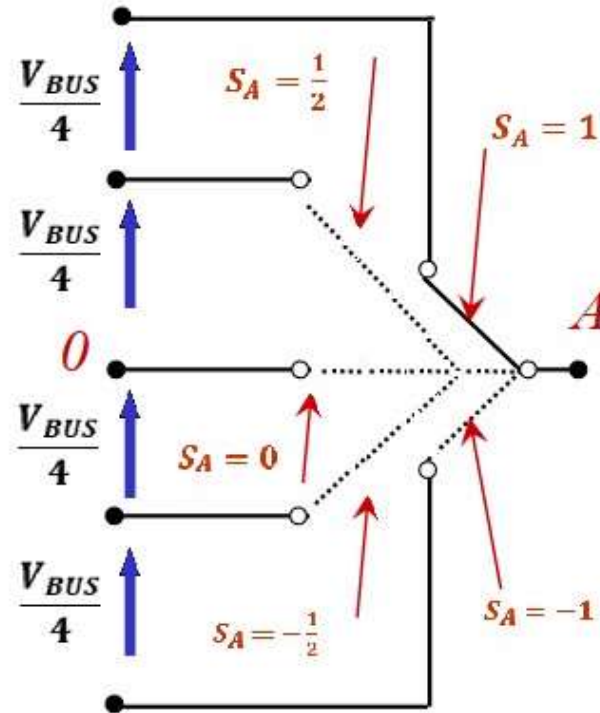


Figura 1.10 - Funzioni di commutazione per l'ottenimento dei cinque livelli delle tensioni di polo.

Per esprimere la relazione tra le tensioni di polo e lo stato degli interruttori è opportuno definire la (1.4):

$$S_{xt} = \begin{cases} 1 & \text{interruttore on} \\ 0 & \text{interruttore off} \end{cases} \quad (1.4)$$

dove, x rappresenta la fase presa in considerazione con $x \in \{A, B, C\}$ e t identifica l'interruttore associato al ramo con $t \in \{B, 3, 2, 1, A\}$. Risulta possibile riassumere i possibili casi di funzionamento in relazione alle funzioni di commutazione e lo stato degli interruttori presenti nei rami. In particolare, quando il ramo superiore si trova in conduzione, la funzione di commutazione ad esso associata assume il valore $S_A = 1$, i componenti interessati dal passaggio di corrente possono essere S_{xB} oppure D_{xB} e la tensione di polo assume un valore pari a $\frac{V_{DC}}{2}$. Quando $S_A = \frac{1}{2}$, i componenti interessati possono essere le coppie S_{x32} e diodo

D_{x31} oppure S_{x31} ed il diodo D_{x3} , in tal caso la tensione di polo assume il valore pari a $\frac{V_{DC}}{4}$. Nel caso in cui risultino in conduzione S_{x2} ed il diodo D_{x21} oppure S_{x2} ed il diodo D_{x22} , avremo $S_A = 0$ e $V_{A0} = 0$. Con $S_A = -\frac{1}{2}$ i componenti interessati alla conduzione sono S_{x12} ed il diodo D_{x1} oppure S_{x11} ed il diodo D_{x12} , in questo caso la tensione di polo assumerà un valore pari a $-\frac{V_{DC}}{4}$. Nel caso in cui $S_A = -1$, il percorso è composto da S_{xA} oppure dal diodo D_{xA} e la tensione di polo assume un valore pari a $-\frac{V_{DC}}{2}$. In Tab. 1.1 è possibile riassumere quanto appena detto considerando solamente un ramo per volta in conduzione. I rami vengono considerati composti da un singolo dispositivo, senza differenziare quali siano i percorsi preferenziali attraversati dalla corrente, in quanto essa non influisce sui valori delle tensioni di polo ottenute.

S_A	S_{xA}	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{xB}	V_{A0}
1	1	0	0	0	0	$\frac{V_{BUS}}{2}$
$\frac{1}{2}$	0	1	0	0	0	$\frac{V_{BUS}}{4}$
0	0	0	1	0	0	0
$-\frac{1}{2}$	0	0	0	1	0	$-\frac{V_{BUS}}{4}$
-1	0	0	0	0	1	$-\frac{V_{BUS}}{2}$

Tabella 1.1 - Tabella riassuntiva delle funzioni di commutazione e dei livelli della tensione di polo.

La descrizione accurata dei possibili percorsi di corrente e di eventuali configurazioni che coinvolgono più interruttori contemporaneamente verrà trattata in seguito. In funzione della tensione e del verso di percorrenza della corrente, convenzionalmente positiva se indicata con la freccia verde e negativa se indicata con quella gialla come riportato nelle Fig. 1.12, 1.13, 1.14 e 1.15, avremo cinque possibili percorsi che connettono la parte in continua e quella alternata in uscita:

- attraverso S_{xB} oppure diodo D_{xB} ;
- attraverso S_{x32} e diodo D_{x31} oppure S_{x31} e diodo D_{x32} ;
- attraverso S_{x22} e diodo D_{x21} oppure S_{x21} e diodo D_{x22} ;

- attraverso S_{x1} e diodo D_{x11} oppure S_{x11} e diodo D_{x12} ;
- attraverso S_{xA} oppure diodo D_{xA} .

Per comprendere meglio il funzionamento, suddivideremo la trattazione in 4 zone aventi differenti condizioni di lavoro in funzione di quali rami e componenti risultano essere in conduzione. La differenziazione per zone ha il ruolo di definire i percorsi possibili delle correnti, in funzione del loro verso di percorrenza, ed i valori che può assumere la tensione di polo. Nella determinazione dei valori associati alle tensioni di polo non influisce il verso di percorrenza della corrente. I rami in cui sono presenti IGBT e diodi verranno considerati bidirezionali dal punto di vista del percorso della corrente i_A , indicata con frecce gialle e verdi, trascurando per il momento il pilotaggio degli IGBT in relazione alle diverse funzioni di commutazioni ed alla tecnica di modulazione utilizzata. Si entrerà nel dettaglio, completando quanto riportato in questo capitolo, successivamente quando avverrà la trattazione della tecnica di modulazione utilizzata. Per la descrizione seguente si considereranno le cadute di tensioni ai capi di diodi e IGBT in conduzioni pari a zero. La trattazione verterà sul caso con singolo ramo, in particolare sulla fase A, in quanto per gli altri rami seguirà il medesimo ragionamento descritto di seguito. In Fig. 1.11 vengono riportate le zone di funzionamento dell'inverter in funzione della tensione, corrente sul carico e sfasamento tra essi $\cos \varphi$; si suppone di lavorare con un carico ohmico-induttivo ed avere quindi la corrente in ritardo rispetto alla tensione.

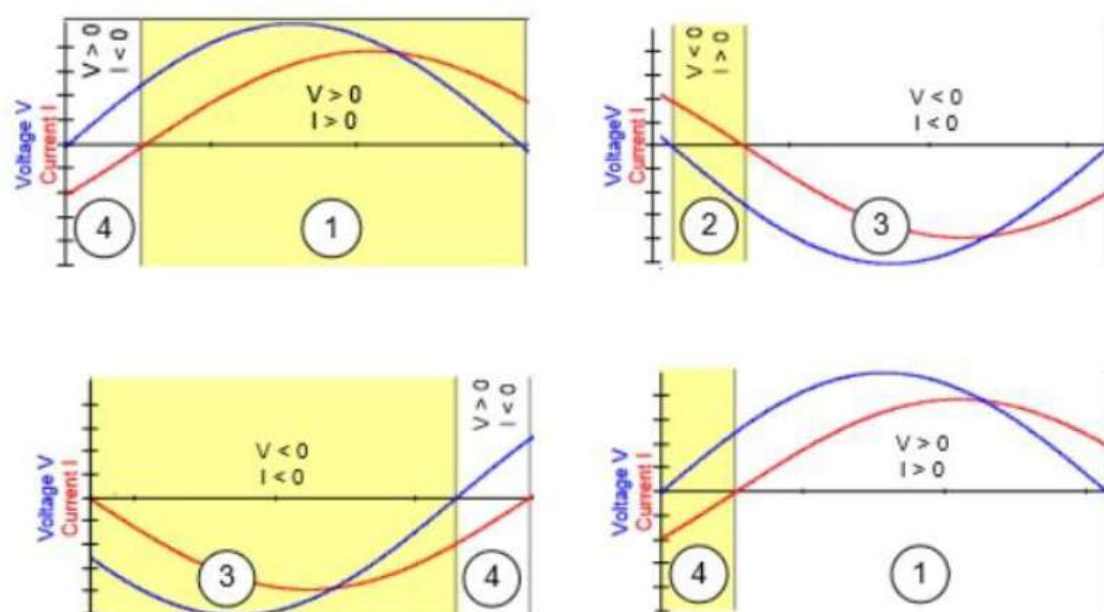


Figura 1.11 - Zone di funzionamento dell'inverter in funzione di tensione, corrente e sfasamento tra essi [2].

Zona 1

Considerando il percorso della corrente indicato dalle frecce verdi, il singolo ramo lavora nella zona di funzionamento 1, siccome presenta tensione e corrente positiva ed il percorso conduttivo si può identificare tramite l'IGBT S_{xB} finché rimane in conduzione, come riportato in Fig. 1.12a. In questa fase avremo anche gli IGBT S_{x32}, S_{x22} accesi in modo tale da poter fornire due diversi percorsi alternativi quando S_{xB} viene spento. I percorsi alternativi saranno costituiti dalla coppia S_{x32} e D_{x31} oppure S_{x22} e D_{x21} come riportato in Fig. 1.12b. Quando S_{xB} torna in conduzione, viene attraversato da corrente indipendentemente dallo stato di S_{x3} e S_{x2} . In questa zona di funzionamento è possibile ottenere due valori delle tensioni di polo, nel caso in cui il percorso sia quello riportato in Fig. 1.12a, la tensione di polo può assumere valore pari a $\frac{V_{DC}}{2}$. Osservando i percorsi riportati in Fig. 1.12b, è possibile ottenere valori della tensione di polo pari a $\frac{V_{DC}}{4}$ se la corrente segue il percorso formato da S_{x32} e D_{x31} mentre assume valore pari a 0 nel caso in cui attraversi S_{x22} e D_{x21} .

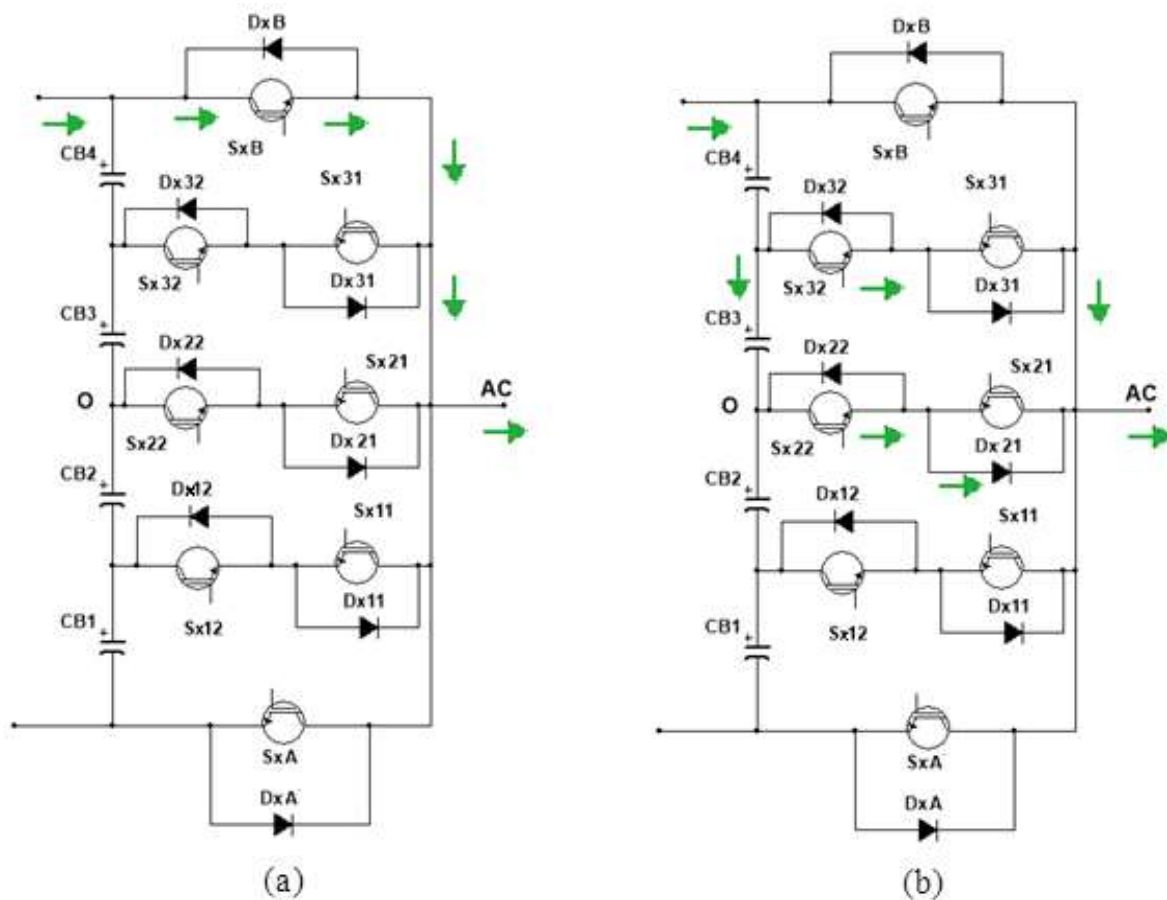


Figura 1.12 - Percorso conduttivo nella zona 1. a) S_{xB} conduce. b) S_{xB} non conduce.

Zona 2

La corrente permane positiva mentre la tensione diventa negativa. Di conseguenza vi sono diversi percorsi alternativi, riportati in Fig. 1.13 tra cui:

- quello composto da S_{x22} e D_{x21} ;
- quello composto da S_{x12} e D_{x11} ;
- D_{xA} .

In questa zona risulta possibile ottenere tre differenti valori associati alla tensione di polo, di cui quello riferito a S_{x2} ed a D_{x21} è già stato precedentemente definito nella zona 1. Il percorso relativo al passaggio di corrente su S_{x12} e D_{x11} ci permette di ottenere una tensione di polo pari a $-\frac{V_{DC}}{4}$, mentre a quello composto da S_{xA} viene associato un valore pari a $-\frac{V_{DC}}{2}$.

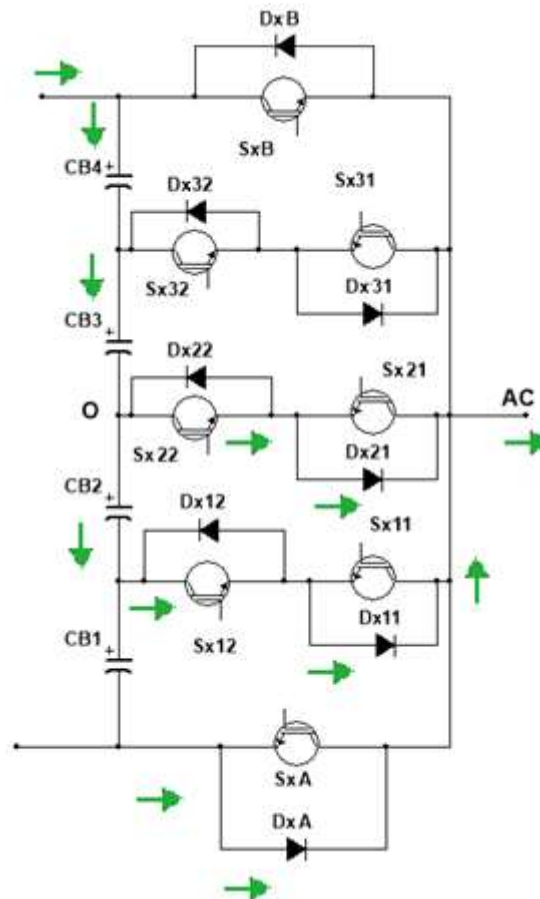


Figura 1.13 - Percorsi nella zona 2 con corrente positiva e tensione negativa.

Zona 3

La zona 3 viene determinata da valori di tensione e corrente negativi, in questo caso possiamo avere un percorso costituito dal solo S_{xA} quando conduce come riportato in Fig. 1.14a. Quando non conduce S_{xA} , potremo identificare diversi percorsi alternativi costituiti dalla coppia S_{x2} e D_{x22} oppure S_{x1} e D_{x12} , come riportato in Fig. 1.14b. Quando S_{xA} torna in conduzione, viene attraversato da corrente indipendentemente dallo stato di S_{x21} e S_{x11} . Come anticipato in precedenza, i valori che può assumere la tensione di polo non dipendono dal verso di corrente, per cui i valori associati alla tensione di polo in questa zona possono essere $-\frac{V_{DC}}{2}$ nel caso in cui sia S_{xA} a condurre, $-\frac{V_{DC}}{4}$ se conducono S_{x1} e D_{x12} oppure 0 nel caso in cui siano interessati S_{x21} e D_{x2} .

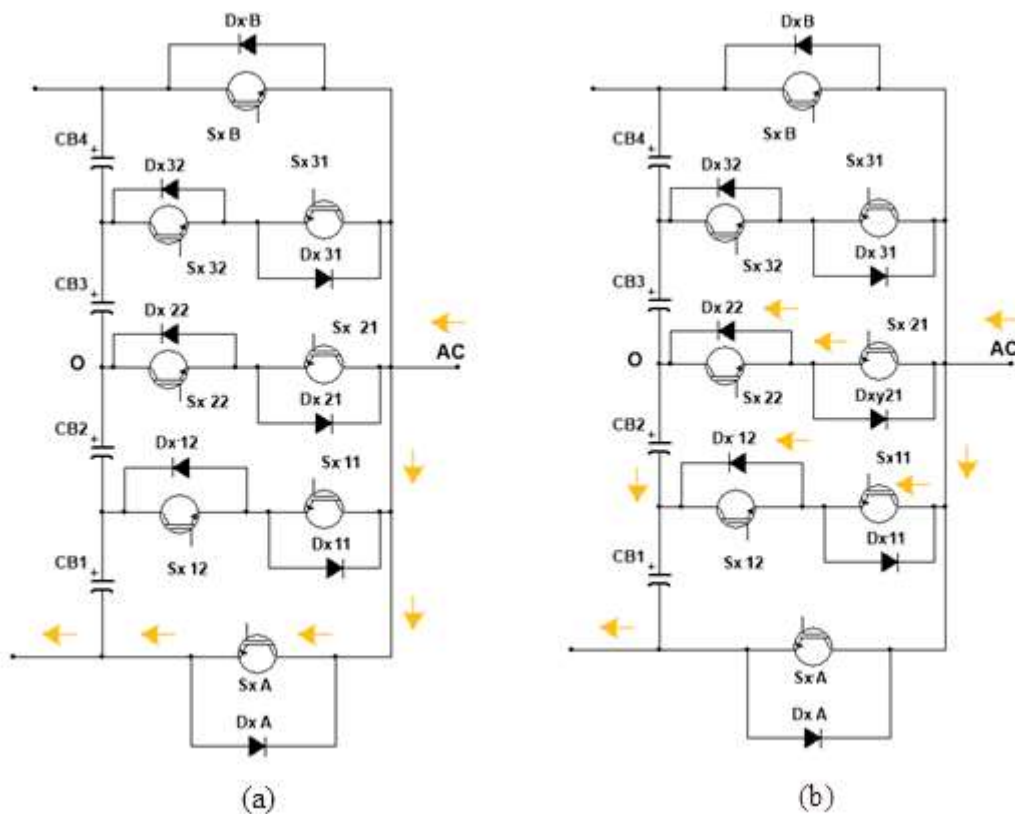


Figura 1.14 - Percorso conduttivo nella zona 3. a) S_{xA} conduce. b) S_{xA} non conduce.

Zona 4

In questa zona troviamo valori positivi di tensione e negativi di corrente per cui è possibile identificare i percorsi alternativi riportati in Fig. 1.15, composti da:

- diodo D_{xB} ;

- IGBT S_{x3} e diodo D_{x32} ;
- IGBT S_{x21} e diodo D_{x22} .

In questa zona, come nella zona 1, i valori di tensione ottenibili come tensioni di polo sono i medesimi, seppur il verso della corrente sia convenzionalmente negativo ed i componenti interessati siano differenti. Nello specifico avremo un valore pari a $\frac{V_{DC}}{2}$ nel caso in cui il percorso sia quello costituito da D_{xB} , $\frac{V_{DC}}{4}$ nel caso in cui vengano interessati S_{x31} ed il diodo D_{x32} , mentre avremo un valore pari a 0 nel caso in cui il percorso sia quello composto da S_{x21} e D_{x2} .

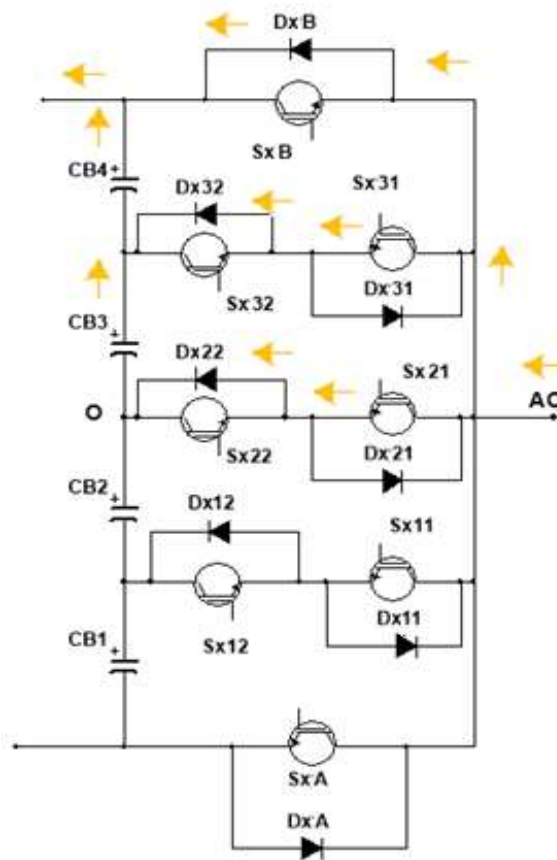


Figura 1.15 - Percorsi conduttivi alternativi nella zona 4.

1.4. Trifase

Il sistema trifase preso in considerazione nell'elaborato (Fig. 1.16) è composto da tre rami, uno per fase, connessi tra loro in parallelo, contenenti interruttori e diodi in antiparallelo. La tensione continua in ingresso, V_{BUS} , ed i condensatori, ai capi dei quali si suddivide uniformemente la tensione proveniente dalla sorgente, sono condivisi per i tre rami.

Il numero di condensatori sarà quattro, in quanto vige la relazione $n_{cond} = L - 1$, con $L = 5$.

La tecnica di modulazione utilizzata per ciascun ramo risulta essere la medesima, per cui è sufficiente generare una modulante, opportunamente sfasata rispetto alle altre, per ciascun ramo.

Il sistema trifase complessivo, essendo un'estensione del sistema a singolo ramo, presenterà 8 IGBT e 8 diodi di ricircolo ciascun ramo per un totale di 24 IGBT e 24 diodi di ricircolo.

I tre rami, rappresentati in Fig. 1.16 con i colori arancione, verde ed azzurro, saranno connessi tra loro in parallelo e le grandezze alternate che si otterranno in uscita verranno prelevate dal nodo intermedio corrispondente alla fase associata (A, B, C).

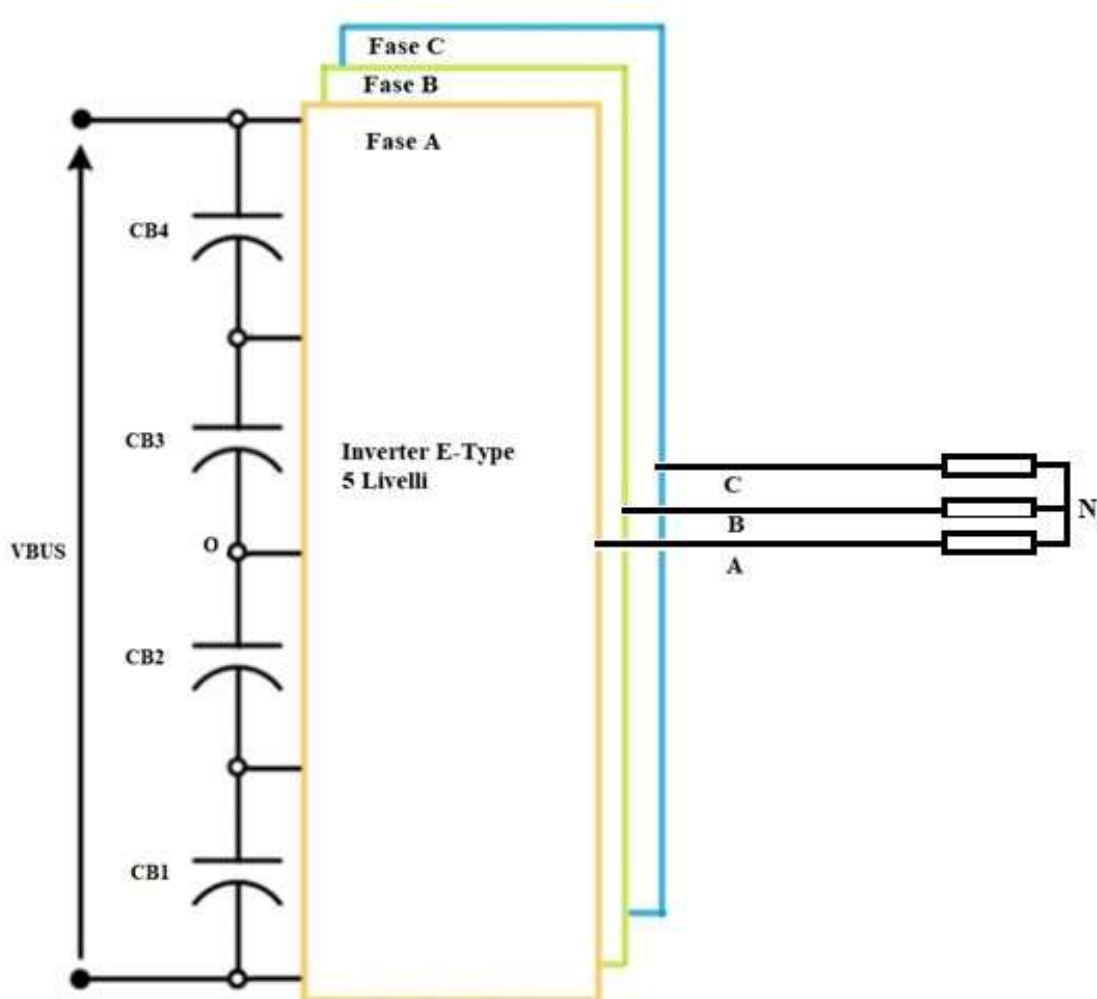


Figura 1.16 - Inverter trifase E-Type a 5 livelli.

Le espressioni, in regime alternato, delle tensioni e delle correnti in uscita dalle fasi vengono riportati in (1.5) e (1.6), dove V ed I rappresentano rispettivamente i valori efficaci di tensione e corrente d'uscita, ω rappresenta la pulsazione mentre φ rappresenta lo sfasamento tra

tensione e corrente. Viene considerato un carico simmetrico ed equilibrato composto da circuiti RL.

$$\begin{cases} v_A(t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t) \\ v_B(t) = \sqrt{2} V \sin\left(\omega t - \frac{2}{3} \pi\right) \\ v_C(t) = \sqrt{2} V \sin\left(\omega t - \frac{4}{3} \pi\right) \end{cases} \quad (1.5)$$

$$\begin{cases} i_A(t) = \sqrt{2} I \sin(\omega t - \varphi) \\ i_B(t) = \sqrt{2} I \sin\left(\omega t - \frac{2}{3} \pi - \varphi\right) \\ i_C(t) = \sqrt{2} I \sin\left(\omega t - \frac{4}{3} \pi - \varphi\right) \end{cases} \quad (1.6)$$

Estendendo l'espressione definita in (1.3) per il singolo ramo al sistema trifase, è possibile definire le espressioni ai valori istantanei riportate in (1.7) [1]:

$$\begin{cases} V_{A0} = \frac{V_{BUS}}{2} S_A \\ V_{B0} = \frac{V_{BUS}}{2} S_B \\ V_{C0} = \frac{V_{BUS}}{2} S_C \end{cases} \quad (1.7)$$

dove, V_{A0}, V_{B0}, V_{C0} , rappresentano le tensioni di polo di ciascun ramo mentre S_A, S_B, S_C le funzioni di commutazione, le quali possono assumere i valori già precedentemente espressi in (1.2) nel sistema a singolo ramo.

Volendo esprimere la (1.7) in funzione dei valori medi in un ciclo è possibile scrivere il sistema di equazioni riportato in (1.8) [1]:

$$\begin{cases} V_{A0,m} = \frac{V_{BUS}}{2} m_A \\ V_{B0,m} = \frac{V_{BUS}}{2} m_B \\ V_{C0,m} = \frac{V_{BUS}}{2} m_C \end{cases} \quad (1.8)$$

dove, $V_{A0,m}, V_{B0,m}, V_{C0,m}$ rappresentano i valori medi delle tensioni di polo mentre m_A, m_B e m_C rappresentano il valore medio delle funzioni di commutazione associato a ciascun ramo, ovvero le modulanti.

Per descrivere le tensioni di polo è opportuno definire le relazioni (1.9) [1]:

$$\begin{cases} \overline{v_p} = \frac{2}{3} (v_{A0} + v_{B0} \overline{\alpha} + v_{C0} \overline{\alpha^2}) = \frac{V_{DC}}{3} (S_A + S_B \overline{\alpha} + S_C \overline{\alpha^2}) \\ v_{p0} = \frac{2}{3} (v_{A0} + v_{B0} + v_{C0}) \end{cases} \quad (1.9)$$

dove, $\overline{v_p}$ identifica il vettore di spazio delle tensioni di polo, v_{p0} indica la componente omopolare, S_A, S_B, S_C indicano le funzioni di commutazione associate alle tre fasi mentre $\overline{\alpha} = e^{j\frac{2}{3}\pi}$.

Per quanto riguarda la definizione delle tensioni stellate di carico, possono essere descritte come riportato in (1.10) [1]:

$$\begin{cases} \overline{v_c} = \frac{2}{3} (v_{AN} + v_{BN} \overline{\alpha} + v_{CN} \overline{\alpha^2}) \\ v_{c0} = \frac{2}{3} (v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}) \end{cases} \quad (1.10)$$

dove, $\overline{v_c}$ indica il vettore di spazio delle tensioni stellate di carico mentre v_{c0} la componente omopolare.

Dalla relazione $\overline{v_c} = \overline{v_p}$ è possibile definire la (1.11) [1]:

$$\overline{v_{c,ref}} = \overline{v_{p,ref}} \quad (1.11)$$

dove, $\overline{v_{c,ref}}$ indica il vettore di spazio delle tensioni di carico di riferimento mentre $\overline{v_{p,ref}}$ il vettore di spazio delle tensioni di polo di riferimento da cui è possibile ricavare, ponendo $m_0 = \frac{v_{p0}}{V_{BUS}}$ ed attraverso le funzioni di anti-trasformazione, le (1.12) e (1.13) [1]:

$$\begin{cases} v_{A0,ref} = \frac{v_{p0}}{2} + \overline{v_{c,ref}} \cdot 1 \\ v_{B0,ref} = \frac{v_{p0}}{2} + \overline{v_{c,ref}} \cdot \overline{\alpha} \\ v_{C0,ref} = \frac{v_{p0}}{2} + \overline{v_{c,ref}} \cdot \overline{\alpha^2} \end{cases} \quad (1.12)$$

$$\begin{cases} m_A = m_0 + \frac{2}{V_{BUS}} \overline{v_{c,ref}} \cdot 1 \\ m_B = m_0 + \frac{2}{V_{BUS}} \overline{v_{c,ref}} \cdot \overline{\alpha} \\ m_C = m_0 + \frac{2}{V_{BUS}} \overline{v_{c,ref}} \cdot \overline{\alpha^2} \end{cases} \quad (1.13)$$

Tramite le formule di anti-trasformazione è possibile giungere alle espressioni presenti in (1.14) [1]:

$$\begin{cases} m_A = m_0 + \frac{2}{V_{BUS}} V_{AN,ref} \\ m_B = m_0 + \frac{2}{V_{BUS}} V_{BN,ref} \\ m_C = m_0 + \frac{2}{V_{BUS}} V_{CN,ref} \end{cases} \quad (1.14)$$

dove, $V_{AN,ref}, V_{BN,ref}, V_{CN,ref}$ rappresentano le tensioni stellate di riferimento di ciascuna fase. Siccome m_0 è funzione di v_{p0} , il quale non influenza le tensioni che l'inverter applica al carico, m_0 rappresenta il grado di libertà con cui è possibile variare il tipo di modulazione utilizzata traslando opportunamente le modulanti.

1.5. Valori di tensione per il dimensionamento dei componenti

Per dimensionare i componenti presenti all'interno del sistema, evitando possibili malfunzionamenti o guasti, è opportuno studiare a quali livelli di tensione possono essere sottoposti in condizioni statiche e dinamiche.

Per quanto riguarda la massima tensione che può essere sopportata dagli interruttori e dai diodi, essa è funzione della massima tensione di blocco durante la commutazione.

1.6. Condizioni stazionarie e dinamiche

Il corretto bilanciamento delle tensioni sui quattro condensatori posizionati sul bus dc è di fondamentale importanza.

Mediante le simulazioni, sarà possibile verificare la presenza dello sbilanciamento delle tensioni presenti ai capi dei condensatori. Tali considerazioni ci fanno dedurre la necessità di introdurre circuiti hardware aggiuntivi per il bilanciamento.

In letteratura viene considerata la possibilità di ottenere il bilanciamento della tensione ai capi dei condensatori attraverso circuiti risonanti (*Series Resonant Balancing Circuit*, SRBC) per cui nella trattazione che segue vengono riportati anche i coefficienti associati ad essi. Tali circuiti per il bilanciamento delle tensioni ai capi dei condensatori non risultano oggetto di studio approfondito in quanto l'obiettivo dell'elaborato esula dalla simulazione degli stessi, pertanto, si procederà con la constatazione dei risultati ottenuti considerandoli come base per studi successivi. Per poter stabilizzare tutti e quattro i condensatori presenti nel sistema

complessivo, sono necessari due circuiti SRBC, uno per i due condensatori superiori (C_{B4} e C_{B3}) ed uno per i due inferiori (C_{B2} e C_{B1}) come è possibile osservare in Fig. 1.17.

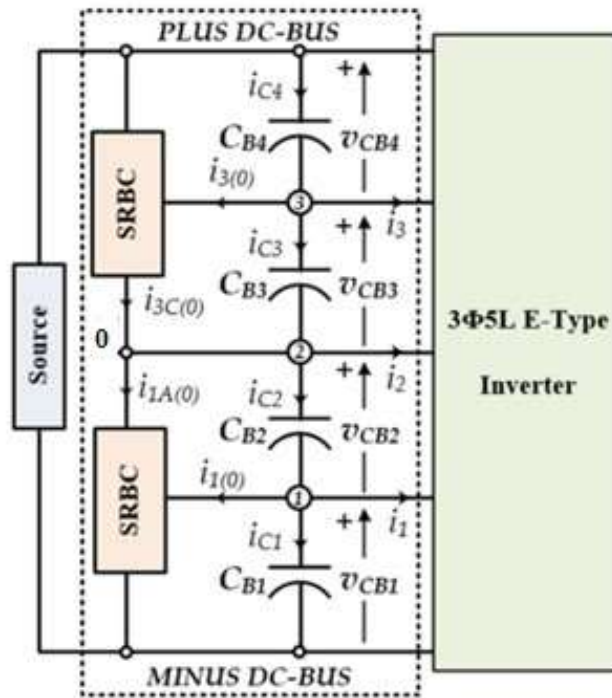


Figura 1.17 - Connessione dei circuiti SRBC al sistema [4].

La struttura circuitale dei circuiti SRBC è composta dalla combinazione di induttore, condensatore ed interruttori, come è possibile osservare in Fig. 1.18 in cui viene rappresentata la composizione del solo ramo medio-inferiore della struttura.

Definiamo le condizioni stazionarie come quelle condizioni in cui si sono esauriti i transitori ed è già avvenuta la commutazione degli interruttori, per cui i dispositivi saranno sottoposti ad una tensione che non varia durante l'intervallo considerato.

In condizioni stazionarie la tensione massima di blocco, che per i diodi rappresenta la massima tensione inversa, è funzione della tensione (V_{max_blocco}), presente alla sorgente DC, ed il numero di livelli (L), come riportato in (1.15).

$$V_{max_blocco} = \frac{V_{BUS}}{L - 1} \quad (1.15)$$

L'espressione riportata in (1.15) risulta essere valida solamente per alcuni componenti, in quanto è necessario tenere in considerazione il posizionamento dei componenti all'interno del sistema.

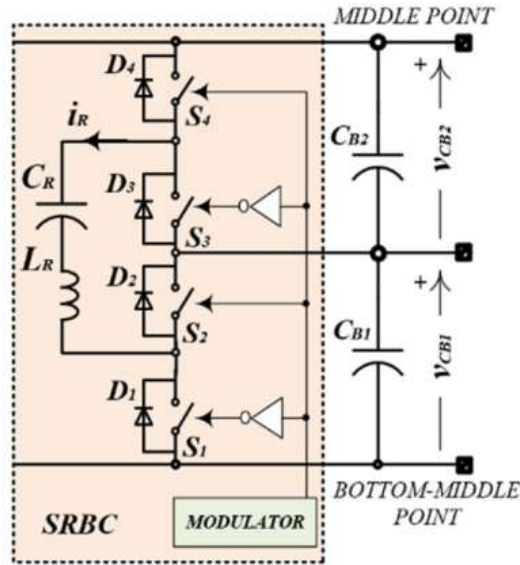


Figura 1.18 - Ramo medio-inferiore riportante la struttura circuitale degli SRBC [4].

La tensione di blocco maggiore l'avremo sui dispositivi presenti nel ramo superiore e inferiore $S_{xB}, S_{xA}, D_{xB}, D_{xA}$ la quale risulta essere pari a V_{BUS} . Ai capi dei dispositivi $S_{x11}, S_{x32}, D_{x1}, D_{x3}$, avremo una tensione pari a $\frac{3}{4}V_{BUS}$ mentre ai capi dei dispositivi $S_{x2}, S_{x2}, D_{x21}, D_{x2}$, avremo $\frac{1}{2}V_{BUS}$. La tensione sui dispositivi $S_{x12}, S_{x31}, D_{x12}, D_{x31}$, risulta essere pari a $\frac{1}{4}V_{BUS}$.

Le tensioni di blocco in condizioni stazionarie vengono riportate in Tab. 1.2.

Dispositivo	Tensione di blocco
$S_{xB}, S_{xA}, D_{xB}, D_{xA}$	V_{BUS}
$S_{x11}, S_{x32}, D_{x11}, D_{x32}$	$\frac{3}{4}V_{BUS}$
$S_{x21}, S_{x22}, D_{x21}, D_{x22}$	$\frac{1}{2}V_{BUS}$
$S_{x12}, S_{x31}, D_{x12}, D_{x31}$	$\frac{1}{4}V_{BUS}$

Tabella 1.2 - Tensioni di blocco in condizioni stazionarie.

Per ottenere una descrizione più completa risulta necessario considerare la variazione di tensione durante il periodo di commutazione (Δv), la quale causa un aumento della tensione rispetto alle condizioni stazionarie. La relazione espressa in (1.16) [4], descrive la variazione di tensione che si ha in regime transitorio.

$$\Delta v = k_r L_\xi \frac{di_{sw}}{dt} + V_{FR} \quad (1.16)$$

Il coefficiente k_r tiene conto della risonanza del bus DC, L_ξ dell'induttanza di commutazione, $\frac{di_{sw}}{dt}$ della velocità con cui varia la corrente che attraversa gli interruttori e V_{FR} è la sovratensione transitoria che si genera sul diodo di ricircolo, prima di raggiungere la tensione inversa di regime, quando passa dalla polarizzazione diretta a quella inversa.

In conclusione, la tensione che devono sopportare gli interruttori e diodi è costituita da due termini, uno che tiene conto delle condizioni in regime stazionario ed un secondo che considera le variazioni durante il transitorio come riportato in (1.17) [4].

$$V_{sw} = V_{\max_blocco} + k_r L_\xi \frac{di_{sw}}{dt} + V_{FR} \quad (1.17)$$

Dalla relazione appena descritta è possibile osservare uno dei vantaggi nell'utilizzo degli inverter multilivello, in quanto il primo termine è fortemente legato al numero di livelli del convertitore. Di conseguenza la tensione che ricade sui componenti risulta essere notevolmente inferiore rispetto agli inverter tradizionali.

2. TECNICHE DI CONTROLLO DELL'INVERTER

Nell'elaborato verranno mostrate le tecniche di modulazione implementate per il controllo dei rami dell'inverter E-Type, quali *flat top H*, *flat top L*, *PWM simmetrica* e *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM). Esse verranno implementate tutte in configurazione multiportante di tipo *In Phase Disposition* (IPD), prevedendo quindi l'utilizzo di quattro portanti triangolari, disposte in fase tra loro ma aventi valori di offset differenti, e una modulante dipendente dal tipo di tecnica selezionata. Per non appesantire la trattazione, non verrà più ripresa la notazione IPD, la quale verrà sottointesa. Tali tecniche potranno essere scelte arbitrariamente in simulazione, in modo tale da poter valutarne le differenze, i vantaggi o gli svantaggi. Prima di entrare nel dettaglio delle tecniche di modulazione implementate in simulazione, verrà fornita una trattazione generale sul controllo dei convertitori.

La differenziazione tra le tecniche di modulazione implementate, ed i livelli di tensioni ottenuti, riguarderà la scelta del grado di libertà di m_0 per la generazione delle modulanti.

2.1. Tecniche di modulazione PWM e SPWM

In questa sezione descriveremo la tecnica PWM applicata ad un singolo ramo di inverter tradizionale ed estenderemo successivamente la trattazione all'inverter monofase.

In Fig. 2.1 viene riportato il singolo ramo di inverter in cui T_{A+} e T_{A-} rappresentano gli IGBT appartenenti allo stesso ramo. Gli IGBT sono pilotati in modo complementare, D_{A+} e D_{A-} sono connessi in antiparallelo agli IGBT e rappresentano i diodi di ricircolo.

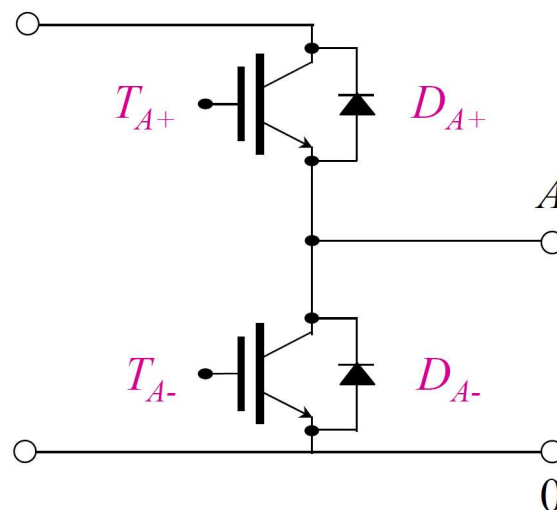


Figura 2.1 - Ramo di inverter [1].

Per il controllo dei rami dell'inverter tradizionale è possibile utilizzare la tecnica PWM.

Siccome non risulta possibile ottenere un valore di tensione uguale, istante per istante, al valore desiderato, la tecnica PWM serve per controllare il valore medio della tensione d'uscita in un intervallo di tempo T_c , definito come periodo di commutazione.

Il valore medio della tensione d'uscita può assumere valori differenti nei diversi periodi di commutazione ed il limite minimo di T_c è strettamente legato alla velocità di elaborazione del processore. Per la generazione dei segnali di controllo degli interruttori presenti nell'inverter, ovvero le funzioni di commutazione che verranno elaborate dai driver, è necessario intersecare una portante, solitamente avente forma d'onda triangolare, ed una modulante con forma d'onda dipendente dai valori di tensione che si vogliono ottenere in uscita.

Una delle tecniche di modulazioni molto utilizzate è la PWM di tipo *Regular Sampled* in cui il campionamento del segnale di riferimento avviene a intervalli di tempo regolari.

Tale modulazione è molto indicata in applicazioni di tipo digitale e permette di ottenere valori di tensione mediamente uguali alle tensioni di riferimento. Per descrivere il funzionamento del ramo di inverter è opportuno definire il legame, ai valori istantanei, che sussiste tra la funzione di commutazione associata al ramo e la tensione d'uscita come riportato in (2.1) [1]:

$$v_{A0} = V_{DC} S_A \quad (2.1)$$

dove, v_{A0} rappresenta il valore istantaneo della tensione d'uscita, il quale può assumere valori istantanei pari a V_{DC} oppure 0. V_{DC} indica il valore di tensione continua presente alla sorgente e S_A equivale al valore istantaneo della funzione di commutazione. Per descrivere il funzionamento del sistema, è possibile considerare l'interruttore presente nel ramo superiore in conduzione quando $S_A = 1$, altrimenti avremo $S_A = 0$. I rami superiore e inferiore dell'inverter sono pilotati in modo complementare per evitare cortocircuiti nel ramo.

Istante per istante potremo quindi avere i seguenti casi:

- $S_A = 1 \rightarrow v_{A0} = V_{DC}$;
- $S_A = 0 \rightarrow v_{A0} = 0$.

Per ottenere il valore medio di riferimento desiderato di v_{A0} ($v_{A0,ref}$) è necessario analizzare l'andamento di S_A nel periodo di commutazione. Il valore medio in T_c di v_{A0} può essere definito come riportato in (2.2) [1]:

$$\frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} v_{A0} dt = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} V_{DC} S_A dt \quad (2.2)$$

Di conseguenza, è possibile definire le espressioni ai valori medi (pedice m) riportate in (2.3) e (2.4) [1]:

$$v_{A0,m} = V_{DC} m_A \quad (2.3)$$

$$m_A = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} S_A dt \quad (2.4)$$

dove, m_A rappresenta il valore medio assunto dalla funzione di commutazione S_A in un tempo di ciclo detto modulante (oppure *duty-cycle*). Dopo ad aver ricavato il valore della modulante dall'espressione (2.3), è opportuno estrarre la funzione di commutazione intersecando il segnale portante con quello modulante. In questo paragrafo considereremo il segnale modulante $m_A \in [0, 1]$. Per ricavare la funzione di commutazione consideriamo di analizzare un periodo T_C ed avere una portante triangolare (c) con ampiezza unitaria ed una modulante costante, come riportato in Fig. 2.2.

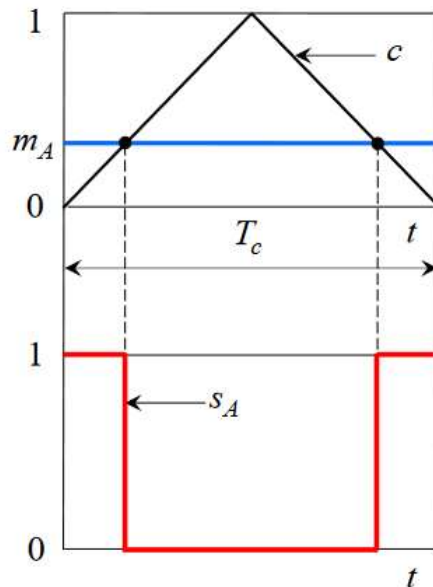


Figura 2.2 - Generazione della funzione di commutazione [1].

Al fine di migliorare lo spettro in frequenza della tensione d'uscita ed ottenere una funzione di commutazione simmetrica è opportuno seguire quanto riportato in (2.5) [1]:

$$\begin{cases} m_A > c \rightarrow S_A = 1 \\ m_A < c \rightarrow S_A = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

Nello schema a blocchi presente in Fig. 2.3, è possibile osservare la presenza di un circuito di driver che permette di elaborare la funzione di commutazione fornendo in uscita le tensioni di gate opportune, $v_{GS,TA}$ e $v_{GS,TA-}$, per il pilotaggio complementare degli IGBT appartenenti allo stesso ramo. Per la generazione dei segnali di pilotaggio, il sistema necessita la conoscenza della tensione d'uscita di riferimento che si vuole ottenere, $v_{A0,ref}$, e la tensione presente in ingresso V_{DC} . Tali tensioni servono per generare la modulante, la quale venendo intersecata con la portante triangolare, genera la funzione di commutazione. La presenza di un comparatore serve per far assumere valore 0 oppure 1 a S_A . Quanto descritto fino ad ora è riassumibile tramite lo schema a blocchi riportato in Fig. 2.3.

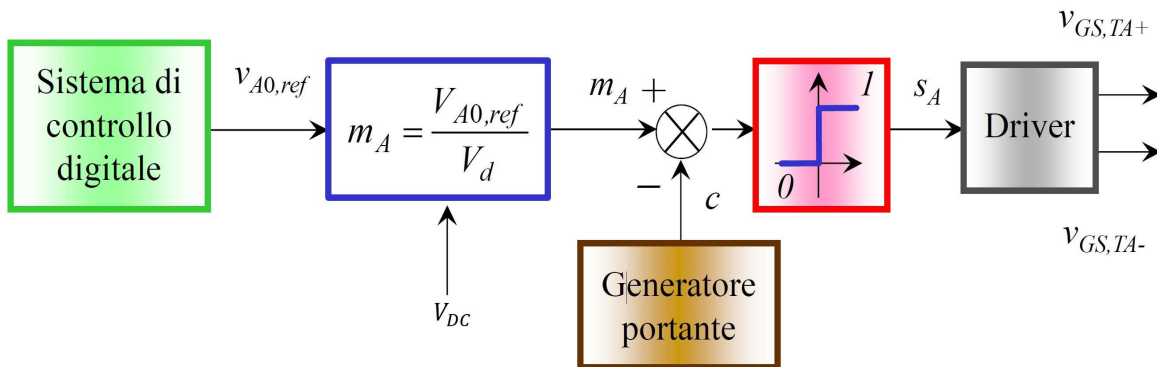


Figura 2.3 - Schema a blocchi del modulatore PWM regular sampled [1].

Nel sistema realizzato nell'elaborato si suppone di lavorare con un carico R-L, per cui si ritiene opportuno approfondire alcune caratteristiche legate ad esso. Per semplificare la trattazione consideriamo un generico carico R-L come riportato in Fig. 2.4.

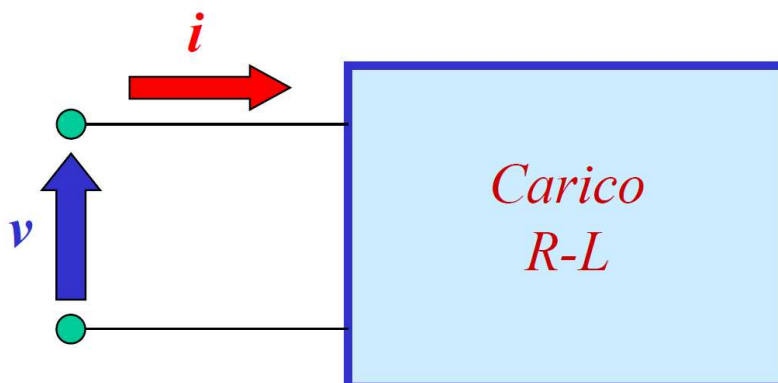


Figura 2.4 - Carico R-L generico [1].

Prima di analizzare l'effetto del carico ohmico-induttivo sulle componenti armoniche del sistema riportiamo le relazioni in (2.6), (2.7) e (2.8) [1]:

$$\bar{Z}(\omega) = R + j\omega L \quad (2.6)$$

$$|\bar{Z}(\omega)| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad (2.7)$$

$$\bar{I}(\omega) = \frac{\bar{V}(\omega)}{\bar{Z}(\omega)} \quad (2.8)$$

dove, $\bar{Z}(\omega)$, $\bar{V}(\omega)$, $\bar{I}(\omega)$ rappresentano rispettivamente l'impedenza, i fasori della tensione e della corrente rispetto ad una componente armonica avente pulsazione ω . R indica la componente reale dell'impedenza nonché la resistenza mentre L l'induttanza.

Sfruttando le espressioni appena descritte è possibile giungere alla relazione finale (2.9) [1], la quale permette di osservare che l'azione filtrante del carico R-L risulta più efficace tanto più è maggiore la pulsazione.

$$|\bar{I}(\omega)| = \frac{|\bar{V}(\omega)|}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (2.9)$$

Possiamo concludere affermando che è più conveniente lavorare con componenti armoniche di tensione ad alta frequenza, quindi con T_c piccolo, in modo tale da avere componenti armoniche di corrente di ampiezza ridotta, riducendo così la dimensione del filtro in uscita.

Una tecnica di modulazione molto utilizzata è la SPWM, la quale viene ottenuta ponendo il grado di libertà $m_0 = 0$. La tecnica SPWM può essere implementata di tipo analogico, se viene utilizzata una modulante senza discontinuità, oppure di tipo digitale.

Quando si implementa la tecnica SPWM è necessario definire il tipo di segnale di riferimento, nel caso in cui sia sinusoidale otterremo forme d'onda delle modulanti di tipo sinusoidale. Solitamente, quando si lavora in digitale, il segnale di riferimento viene assunto di tipo pseudo-sinusoidale in modo tale da poter approssimare meglio l'andamento reale, di conseguenza in questo caso anche le modulanti avranno una forma d'onda pseudo-sinusoidale. Il semiperiodo del segnale riportato in Fig. 2.5, approssima un andamento sinusoidale seppur discostandosi da esso, in quanto risulta essere costante a tratti.

A causa di un segnale non puramente sinusoidale, lo spettro delle frequenze risulta composto da frequenze indesiderate. Se il tempo di commutazione T_c è stato scelto molto piccolo, come anticipato in precedenza, il carico R-L permette di avere un'effetto filtrante riducendo l'ampiezza delle componenti indesiderate.

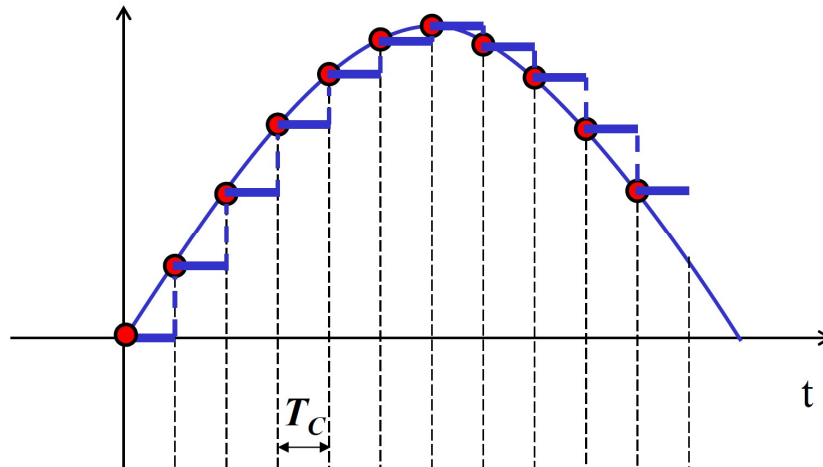


Figura 2.5 - Modulante pseudo-sinusoidale [1].

Ulteriori parametri da tenere in considerazione sono il rapporto di modulazione delle frequenze m_f e delle ampiezze m_a riportati in (2.10) e (2.11):

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (2.10)$$

$$m_a = \frac{V_M}{E_{DC}} \quad (2.11)$$

dove, f_c e f_m rappresentano rispettivamente la frequenza della portante e quella della modulante. V_M indica la tensione massima assunta dalla modulante mentre E_{DC} rappresenta il livello di tensione presente alla sorgente.

Tali indici di modulazione influiranno in modo sostanziale sulla composizione dello spettro armonico della tensione d'uscita, per cui è opportuno fare alcune considerazioni aggiuntive.

Siccome in questo elaborato lavoreremo con carichi di media-bassa potenza in cui la frequenza di commutazione risulta essere grande, è sufficiente avere $m_f > 21$ per evitare l'insorgere di armoniche indesiderate a bassa frequenza che potrebbero interferire con la fondamentale.

Se avessimo avuto $m_f < 21$, sarebbe stata necessaria la sincronizzazione tra modulante e portante per limitare l'insorgere di sub-armoniche a bassa frequenza.

Per quanto riguarda m_a avremo i seguenti casi:

- $0 \leq m_a \leq 1$;
- $m_a > 1$ oppure $m_a < 0$.

Sotto le ipotesi che venga definita la regione lineare quando $m_a \in [0, 1]$ possiamo identificare il primo caso appartenente a tale zona (detta anche sotto-modulazione), in cui i valori massimi e minimi assunti dalla modulante appartengono al range $[0, 1]$. Di conseguenza risulta possibile generare una tensione d'uscita che mediamente è uguale al valore di riferimento. In tal caso, saranno presenti armoniche indesiderate di tensione solamente ad alta frequenza.

Nel secondo caso, riportato in Fig. 2.6, la modulante esce dal range $[0, 1]$ per cui ci troviamo in regime di sovrarmodulazione e la tensione media generata è diversa da quella di riferimento. In particolare, in sovrarmodulazione, la componente a frequenza fondamentale risulta di ampiezza minore rispetto al riferimento. In questa regione di funzionamento, le componenti armoniche indesiderate di tensione sono presenti anche a bassa frequenza e danno luogo ad una distorsione dello spettro armonico; la tensione media in T_c generata risulta essere diversa da quella di riferimento.

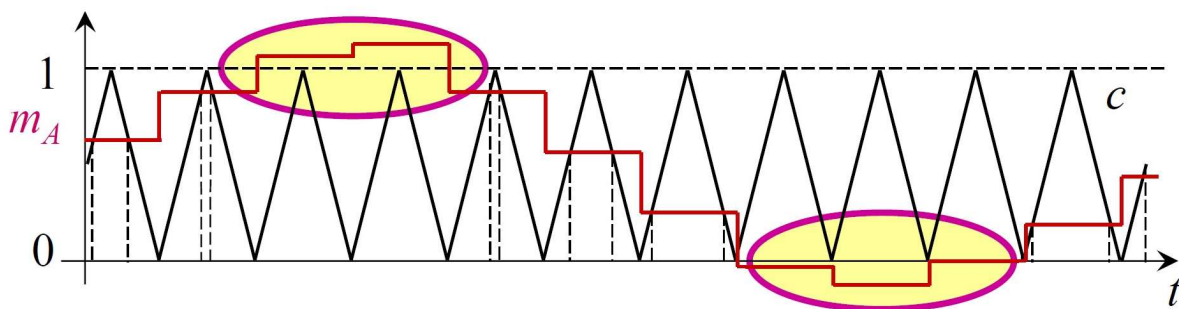


Figura 2.6 - Sovrarmodulazione [1].

Nel caso in cui la modulante sia compresa nel range $[-1, 1]$, anziché nel range $[0, 1]$ come nel caso precedente, si può ripetere il ragionamento in modo analogo. In questo caso particolare invece avremo un regime lineare se la modulante risulta compresa nel range $[-1, 1]$ mentre ci troveremo in sovrarmodulazione se esce dal range.

L'inverter monofase riportato in Fig. 2.7 è composto da due rami, analoghi a quello visto in precedenza, connessi in parallelo.

Per il controllo dell'inverter monofase con tecnica PWM, è opportuno riportare due tecniche di modulazione utilizzate, la tecnica unipolare e quella bipolare.

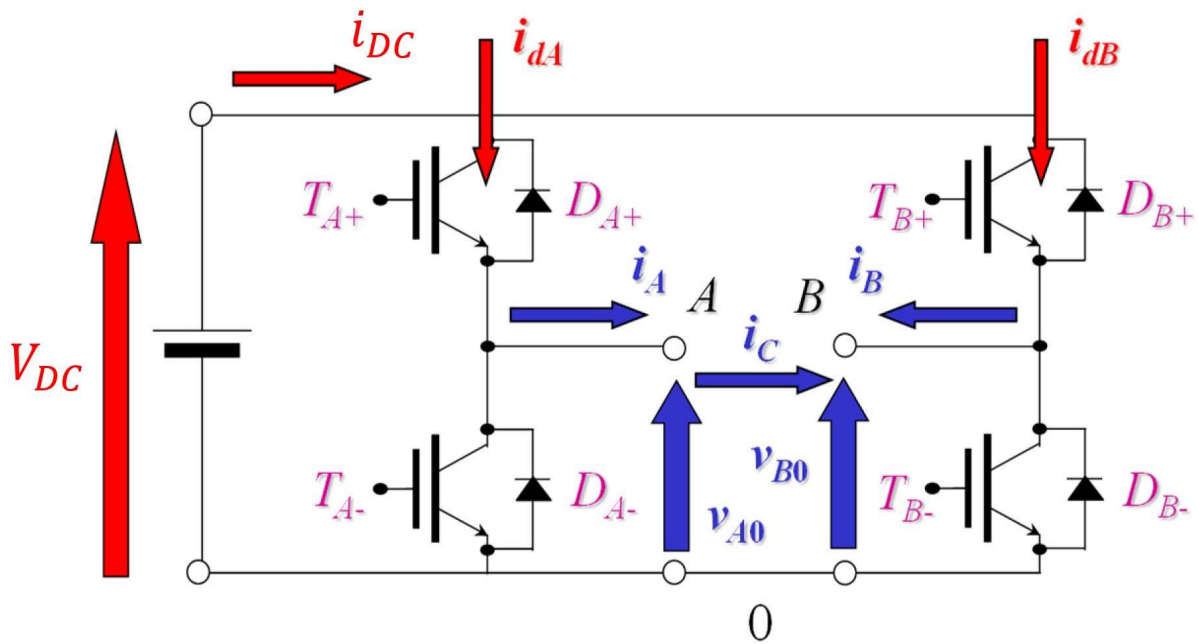


Figura 2.7 - Inverter monofase [1].

La tecnica unipolare, o anche detta a tre livelli, viene utilizzata spesso per inseguire segnali di riferimento di tipo sinusoidale. Nel caso appena descritto avremo due modulanti, m_A e m_B , anch'esse sinusoidali e sfasate di 180° l'una rispetto all'altra ed una portante triangolare.

Per quanto riguarda la tecnica unipolare è necessario riportare le espressioni fondamentali (2.12), (2.13) e (2.14) [1]:

$$v_{AB} = V_{DC} (S_A - S_B) \quad (2.12)$$

$$v_{AB,m} = V_{DC} (m_A - m_B) \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} m_A = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} S_A dt \\ m_B = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} S_B dt \end{cases} \quad (2.14)$$

dove, v_{AB} rappresenta la tensione d'uscita ai valori istantanei, $v_{AB,m}$ il valore medio, S_A e S_B le funzioni di commutazione mentre m_A e m_B rappresentano le modulanti dei rami A e B.

Dalla (2.12) è possibile giungere alla (2.15) [1]:

$$v_{AB,ref} = V_{DC} (m_A - m_B) \quad (2.15)$$

dove, $v_{AB,ref}$ rappresenta la tensione d'uscita di riferimento.

Tale relazione, senza ulteriori equazioni integrative, non permette di determinare univocamente le due modulanti, per cui è necessario aggiungere la condizione di simmetria riportata in (2.16) [1]:

$$m_A + m_B = 1 \quad (2.16)$$

Grazie alle relazioni appena descritte, possiamo concludere riportando in (2.17) [1] una possibile soluzione, in funzione delle equazioni (2.15) e (2.16).

$$\begin{cases} m_A = \frac{1}{2} + \frac{v_{AB,ref}}{2V_{DC}} \\ m_B = \frac{1}{2} - \frac{v_{AB,ref}}{2V_{DC}} \end{cases} \quad (2.17)$$

Ripetendo il ragionamento seguito in precedenza in (2.5) per entrambi i rami A e B è possibile giungere alla determinazione delle funzioni di commutazioni S_A e S_B . In Fig. 2.8 viene riportata un'immagine riassuntiva di quanto appena descritto.

La tensione istantanea in uscita dall'inverter monofase v_{AB} viene definita come la differenza delle due tensioni di polo, v_{A0} e v_{B0} e, nel caso venga implementata la tecnica di modulazione unipolare, può assumere tre valori (V_{DC} , 0 , $-V_{DC}$) dipendente dagli stati degli IGBT.

Osservando la forma d'onda della tensione d'uscita riportata in Fig. 2.8, considerando di essere in regime sinusoidale, possiamo dedurre che le componenti ad alta frequenza presenti nello spettro si trovino a frequenze multiple pari di f_c . Siccome la tensione d'uscita ha una frequenza doppia rispetto a quella della portante le "side-band" saranno centrate a multipli pari di $2f_c$ e non saranno presenti componenti multipli dispari di f_c .

Per apportare miglioramenti allo spettro della tensione risulta opportuno scegliere m_f adeguatamente. Ricordando che lo spettro di un segnale risulta essere a righe solamente se tale segnale è periodico, si predilige un valore di m_f intero.

Nel caso in cui non assumessimo un valore intero otterremmo uno spettro continuo con conseguenti sub-armoniche alle basse frequenze.

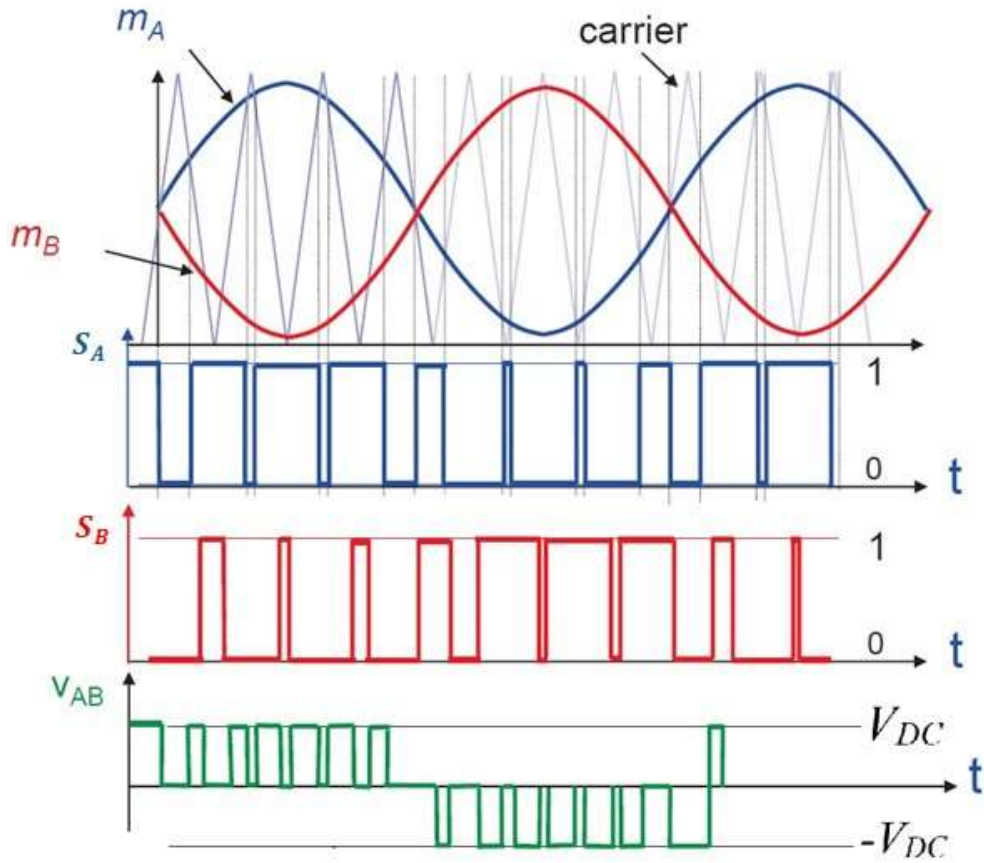


Figura 2.8 - Modulazione PWM unipolare [5].

Per quanto riguarda le armoniche di ordine pari, esse si annullano a causa della condizione di simmetria tra la semionda positiva e negativa nella tensione di uscita che si verifica scegliendo m_f pari. Queste considerazioni ci permetteranno di stabilire che la tecnica PWM unipolare risulta meno distorta rispetto a quella bipolare a causa di uno spettro armonico migliore, come si può osservare in Fig. 2.9.

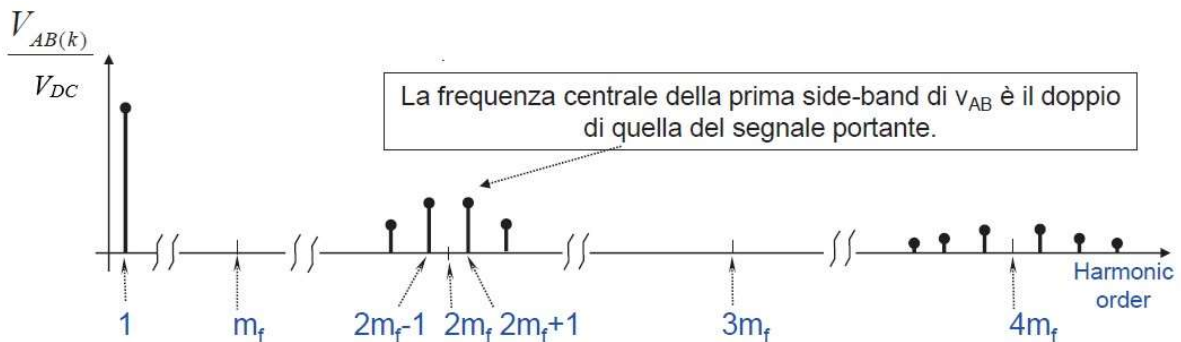


Figura 2.9 - Spettro armonico PWM unipolare con m_f intero e pari [5].

Per quanto riguarda la modulazione bipolare, anche detta a due livelli, essa viene implementata tramite l'utilizzo di una sola modulante ed una portante triangolare. La tecnica

bipolare non sfrutta appieno le potenzialità dell'inverter perché utilizza solamente due livelli (V_{DC} oppure $-V_{DC}$). A differenza della tecnica unipolare, in quella bipolare risulta opportuno scegliere m_f dispari in modo tale che si annullino le armoniche di ordine pari nello spettro armonico. In questo caso, come nel precedente, è opportuno scegliere m_f intero per i motivi prima citati per la modulazione unipolare. In Fig. 2.10 viene riportato lo spettro armonico della tensione d'uscita da cui è possibile osservare l'assenza delle componenti armoniche pari. A differenza della tecnica unipolare, compaiono delle side-bands a frequenze inferiori (alla frequenza della portante ed ai suoi multipli), per cui si può evincere che sia più vantaggioso l'utilizzo della PWM unipolare.

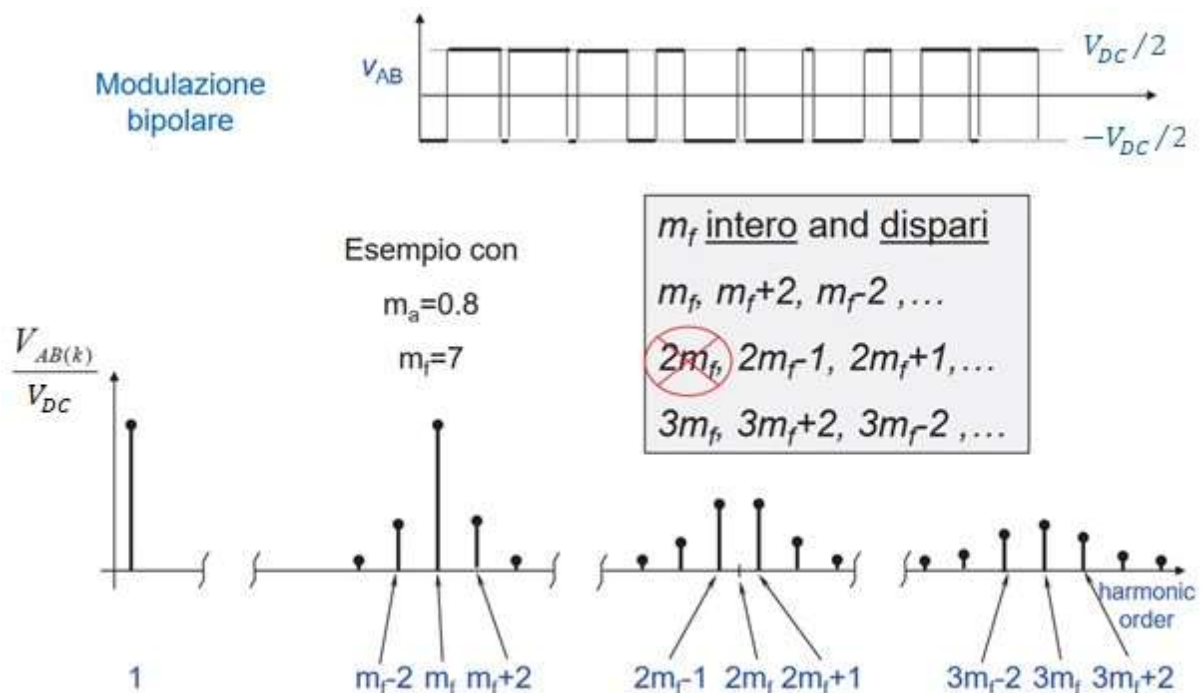


Figura 2.10 - Modulazione PWM bipolare [5].

2.2. SPWM

Per l'analisi del funzionamento dell'inverter di tipo E-Type a 5 livelli trattato in questo elaborato, è stata implementata la tecnica di modulazione SPWM per il pilotaggio degli IGBT presenti nel sistema. Tale modulazione, permette di ottenere forme d'onda delle tensioni in uscita che approssimano meglio, rispetto alle altre tecniche di modulazione flat top, un andamento sinusoidale. La modulazione SPWM prevede l'utilizzo di quattro portanti triangolari, disposte in fase tra loro ma aventi valori di offset differenti, e una modulante, come riportato in Fig. 2.11.

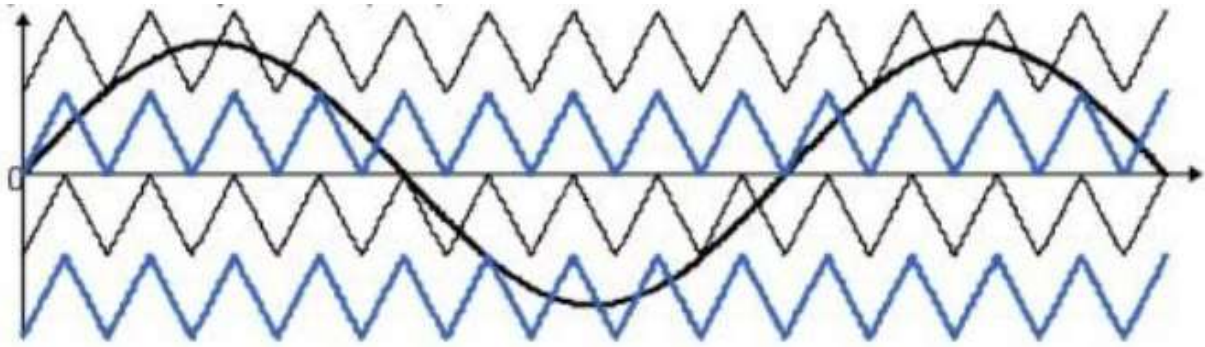


Figura 2.11 - Modulazione SPWM con valori di riferimento sinusoidali [2].

Considerando il sistema trifase complessivo troveremo quindi quattro portanti (ct_1, ct_2, ct_3, ct_4) ed una modulante per ciascuna fase (m_A, m_B, m_C). Nel caso in cui i segnali di riferimento risultino sinusoidali o pseudo-sinusoidali, le modulanti seguiranno il medesimo andamento. Nell'elaborato, esse hanno la stessa frequenza e ampiezza, inoltre sono sfasate di 120° l'una rispetto all'altra, assumendo valori compresi tra -1 e 1 come riportato in Fig. 2.12.

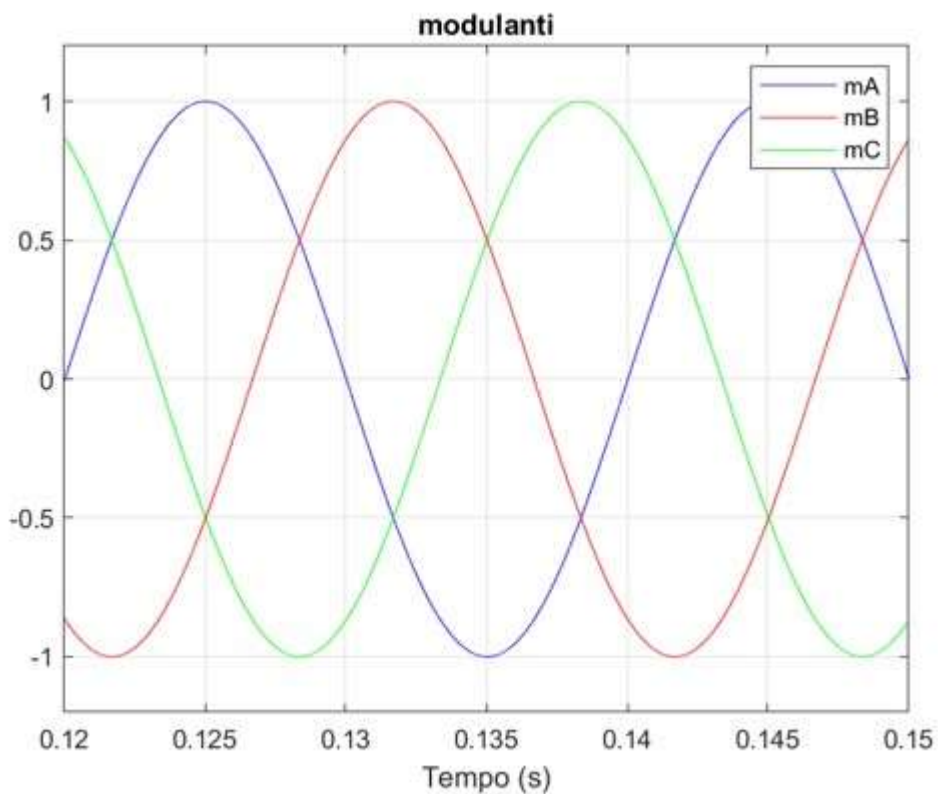


Figura 2.12 - Modulanti nella tecnica di modulazione SPWM con segnali di riferimento pseudo-sinusoidali.

Le portanti triangolari presenti nel sistema, riportate in Fig. 2.13, saranno disposte secondo il seguente ordine crescente dal basso verso l'alto:

- $ct_1 \rightarrow$ portante con valori compresi tra -1 e -0.5;
- $ct_2 \rightarrow$ portante con valori compresi tra -0.5 e 0;
- $ct_3 \rightarrow$ portante con valori compresi tra 0 e 0.5;
- $ct_4 \rightarrow$ portante con valori compresi tra 0.5 e 1.

La disposizione delle portanti appena descritta ci consente, assieme alle considerazioni precedenti in merito agli indici di modulazione, di ridurre l'ampiezza delle armoniche indesiderate migliorando quindi lo spettro armonico.

Per quanto riguarda le tensioni stellate di carico V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} , esse possono assumere fino a 17 valori, in relazione all'indice di modulazione scelto ed alle funzioni di commutazione.

In particolare, facendo riferimento al solo ramo A, anti-trasformando la (1.9), è possibile definire $V_{AN} = \frac{V_{DC}}{3} \left(S_A - \frac{1}{2}S_B - \frac{1}{2}S_C \right)$, da cui è possibile ricavare i valori associati alle tensioni stellate di carico in relazione alle funzioni di commutazioni. Ciascuna funzione di commutazione può assumere quattro valori (1, 1/2, 0, -1/2, 1).

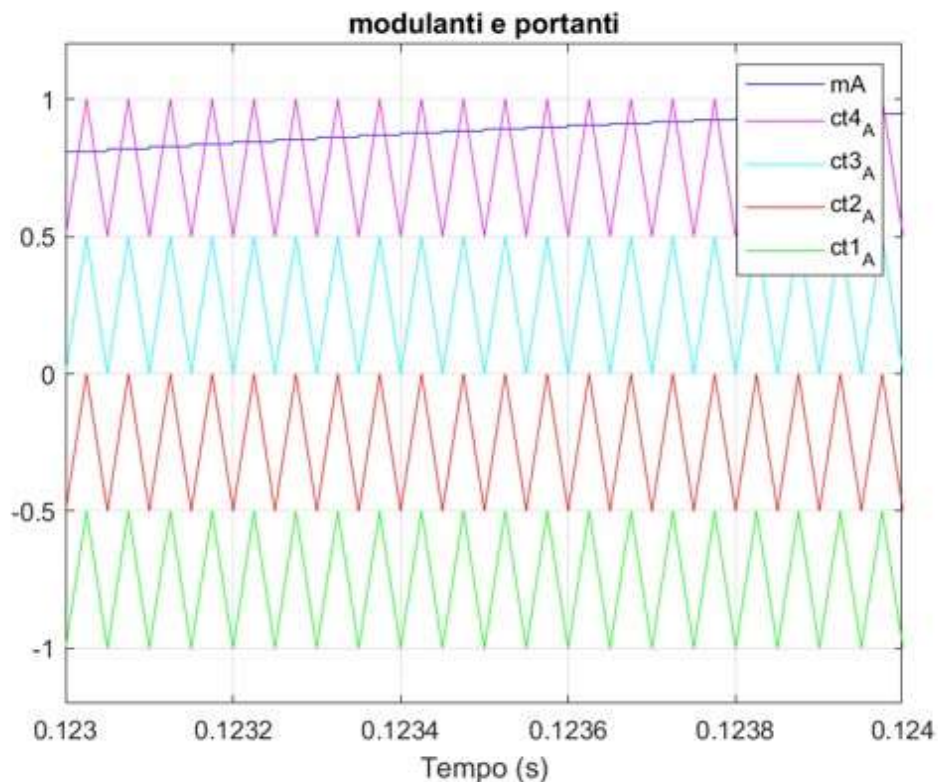


Figura 2.13 - Portanti triangolari e modulante del ramo A nella tecnica SPWM con segnali di riferimento pseudo-sinusoidali.

Risulta possibile estendere, in modo analogo, il ragionamento appena descritto anche per le altre fasi. Il massimo valore, in regime lineare, che può assumere la tensione stellata di carico in regime simmetrico sinusoidale è pari a $\frac{V_{BUS}}{2}$, la quale risulta essere inferiore rispetto alle tecniche di modulazione flat top e PWM simmetrica.

Nella modulazione SPWM il grado di libertà viene posto di valore costante $m_0 = 0$, di conseguenza le relazioni (1.12) precedentemente descritte divengono:

$$\begin{cases} m_A = \frac{2}{V_{BUS}} V_{AN,ref} \\ m_B = \frac{2}{V_{BUS}} V_{BN,ref} \\ m_C = \frac{2}{V_{BUS}} V_{CN,ref} \end{cases} \quad (2.18)$$

La forma d'onda di m_0 è possibile osservarla in Fig. 2.14; le forme d'onda riportate in Fig. 2.12 e 2.14 sono costituite da archi di pseudo-sinusoidi.

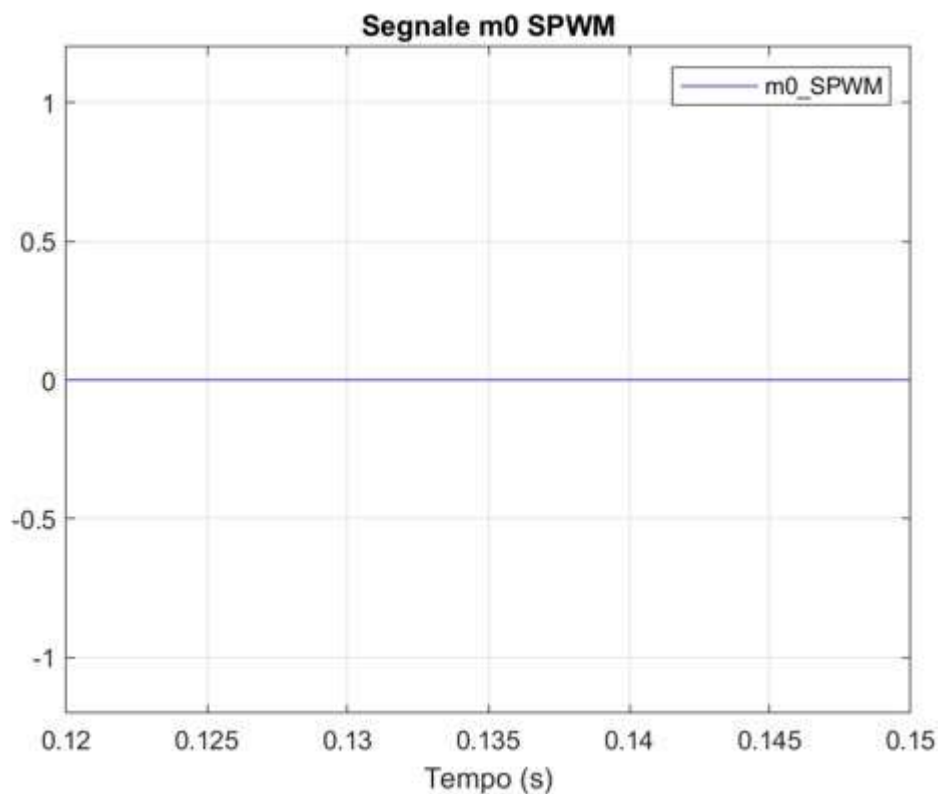


Figura 2.14 - Rappresentazione di m_0 nella tecnica di modulazione SPWM.

Per approfondire e completare quanto introdotto nel paragrafo 1.2, è possibile descrivere il funzionamento del singolo ramo, appartenente alla fase A, in relazione alle funzioni di commutazione e all'intersezione tra modulante e portanti. Risulta possibile estendere il

medesimo ragionamento al sistema completo, tenendo però in considerazione lo sfasamento che sussiste tra le modulanti in quanto i segnali di riferimento risultano essere di tipo pseudo-sinusoidale. La descrizione del funzionamento può essere espressa tramite la suddivisione in quattro zone, in funzione del valore assunto dalla modulante. Le configurazioni rappresentate in grassetto servono per evidenziare quali IGBT lavorano in modo complementare.

Per la trattazione attribuiremo la seguente notazione:

- $S = 1 \rightarrow$ IGBT ON
- $S = 0 \rightarrow$ IGBT OFF

Nella descrizione successiva verranno prese in considerazione solamente le configurazioni ammissibili, in quanto alcune configurazioni non risultano compatibili con un corretto funzionamento del sistema. In particolare, i casi non ammessi sono:

- S_{xA} e S_{xB} attivi contemporaneamente;
- cinque o più IGBT attivi contemporaneamente;
- abilitazione a coppie dei rispettivi IGBT S_{xB} e S_{x31} , S_{xB} e S_{x21} oppure S_{xB} e S_{x11} ;
- abilitazione a coppie dei rispettivi IGBT S_{xA} e S_{x12} , S_{xA} e S_{x22} oppure S_{xA} e S_{x32} .

Zona 1

In questa zona consideriamo la modulante $-1 \leq m_A < -0.5$, per cui gli interruttori interessati nella commutazione sono quelli che si trovano nella parte inferiore del sistema, ovvero S_{x12} e S_{xA} , i quali sono pilotati in maniera complementare. In Tab. 2.1 vengono riportati gli stati di tutti gli interruttori appartenenti al singolo ramo in funzione dei valori assunti dalla modulante ed in relazione alla portante.

Dalla Tab. 2.1 è possibile dedurre che:

- se $m_A > ct_1 \rightarrow S_{x12}$ stato ON e S_{xA} stato OFF;
- se $m_A < ct_1 \rightarrow S_{x12}$ stato OFF e S_{xA} stato ON.

In Tab. 2.2, vengono riportate le tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT definite tra il collettore e l'emettitore (V_{CE}) nelle diverse configurazioni.

Interruttore	$-1 \leq m_A < -0.5$	
	$m_A > ct_1$	$m_A < ct_1$
S_{xB}	0	0
S_{x11}	1	1
S_{x12}	1	0
S_{x21}	1	1
S_{x22}	0	0
S_{x31}	1	1
S_{x32}	0	0
S_{xA}	0	1

Tabella 2.1 - Stato degli IGBT nella zona 1.

Interruttore	$-1 \leq m_A < -0.5$			
	$m_A > ct_1$	V_{CE}	$m_A < ct_1$	V_{CE}
S_{xB}	0	$3/4 V_{BUS}$	0	V_{BUS}
S_{x11}	1	0	1	0
S_{x12}	1	0	0	$1/4 V_{BUS}$
S_{x21}	1	0	1	0
S_{x22}	0	$1/4 V_{BUS}$	0	$1/2 V_{BUS}$
S_{x31}	1	0	1	0
S_{x32}	0	$1/2 V_{BUS}$	0	$3/4 V_{BUS}$
S_{xA}	0	$1/4 V_{BUS}$	1	0

Tabella 2.2 - Tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT nella zona 1.

Zona 2

In questa zona consideriamo la modulante $-0.5 \leq m_A < 0$, per cui gli interruttori interessati nella commutazione sono quelli che si trovano nella parte intermedia del sistema, ovvero S_{x11} e S_{x22} , i quali sono pilotati in maniera complementare.

In Tab. 2.3 vengono riportati gli stati di tutti gli interruttori appartenenti al singolo ramo in funzione dei valori assunti dalla modulante ed in relazione alla portante.

Dalla Tab. 2.3 è possibile dedurre che:

- se $m_A > ct_2 \rightarrow S_{x22}$ stato ON e S_{x11} stato OFF;
- se $m_A < ct_2 \rightarrow S_{x22}$ stato OFF e S_{x11} stato ON.

Interruttore	$-0.5 \leq m_A < 0$	
	$m_A > ct_2$	$m_A < ct_2$
S_{xB}	0	0
S_{x11}	0	1
S_{x12}	1	0
S_{x21}	1	1
S_{x22}	1	0
S_{x31}	1	1
S_{x32}	0	0
S_{xA}	0	1

Tabella 2.3 - Stato degli IGBT nella zona 2.

In Tab. 2.4, vengono riportate le tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT espresse tra il collettore e l'emettitore (V_{CE}) nelle diverse configurazioni.

Interruttore	$-0.5 \leq m_A < 0$			
	$m_A > ct_2$	V_{CE}	$m_A < ct_2$	V_{CE}
S_{xB}	0	$1/2 V_{BUS}$	0	$3/4 V_{BUS}$
S_{x11}	0	$1/4 V_{BUS}$	1	0
S_{x12}	1	0	0	0
S_{x21}	1	0	1	0
S_{x22}	1	0	0	$1/4 V_{BUS}$
S_{x31}	1	0	1	0
S_{x32}	0	$1/4 V_{BUS}$	0	$1/2 V_{BUS}$
S_{xA}	0	$1/2 V_{BUS}$	1	$1/4 V_{BUS}$

Tabella 2.4 - Tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT nella zona 2.

Zona 3

In questa zona consideriamo la modulante $0 \leq m_A < 0.5$, per cui gli interruttori interessati nella commutazione sono quelli che si trovano nella parte intermedia del sistema, ovvero S_{x21} e S_{x3} , i quali sono pilotati in maniera complementare. In Tab. 2.5 vengono riportati gli stati di tutti gli interruttori appartenenti al singolo ramo in funzione dei valori assunti dalla modulante ed in relazione alla portante.

Interruttore	$0 \leq m_A < 0.5$	
	$m_A > ct_3$	$m_A < ct_3$
S_{xB}	0	0
S_{x11}	0	0
S_{x12}	1	1
S_{x21}	0	1
S_{x22}	1	1
S_{x31}	1	1
S_{x32}	1	0
S_{xA}	0	1

Tabella 2.5 - Stato degli IGBT nella zona 3.

Interruttore	$0 \leq m_A < 0.5$			
	$m_A > ct_3$	V_{CE}	$m_A < ct_3$	V_{CE}
S_{xB}	0	$1/4 V_{BUS}$	0	$1/2 V_{BUS}$
S_{x11}	0	$1/2 V_{BUS}$	0	$1/4 V_{BUS}$
S_{x12}	1	0	1	0
S_{x21}	0	$1/4 V_{BUS}$	1	0
S_{x22}	1	0	1	0
S_{x31}	1	0	1	0
S_{x32}	1	0	0	$1/4 V_{BUS}$
S_{xA}	0	$3/4 V_{BUS}$	1	$1/2 V_{BUS}$

Tabella 2.6 - Tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT nella zona 3.

Dalla Tab. 2.5 è possibile dedurre che:

- se $m_A > ct_3 \rightarrow S_{xy32}$ stato ON e S_{xy21} stato OFF;
- se $m_A < ct_3 \rightarrow S_{xy32}$ stato OFF e S_{x21} stato ON.

In Tab. 2.6 vengono riportate le tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT espresse tra il collettore e l'emettitore (V_{CE}) nelle diverse configurazioni.

Zona 4

In questa zona consideriamo la modulante $0.5 \leq m_A < 1.5$, per cui gli interruttori interessati nella commutazione sono quelli che si trovano nella parte superiore del sistema, ovvero S_{xB} e S_{x31} , i quali sono pilotati in maniera complementare. In Tab. 2.7 vengono riportati gli stati di tutti gli interruttori appartenenti al singolo ramo in funzione dei valori assunti dalla modulante ed in relazione alla portante.

Interruttore	$0.5 \leq m_A < 1$	
	$m_A > ct_4$	$m_A < ct_4$
S_{xB}	1	0
S_{x11}	0	0
S_{x12}	1	1
S_{x21}	0	0
S_{x22}	1	1
S_{x31}	0	1
S_{x32}	1	1
S_{xA}	0	0

Tabella 2.7 - Stato degli IGBT nella zona 4.

Dalla Tab. 2.7 è possibile dedurre che:

- se $m_A > ct_4 \rightarrow S_{xB}$ stato ON e S_{x31} stato OFF;
- se $m_A < ct_4 \rightarrow S_{xB}$ stato OFF e S_{x31} stato ON.

In Tab. 2.8 vengono riportate le tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT espresse tra il collettore e l'emettitore (V_{CE}) nelle diverse configurazioni.

Interruttore	$0.5 \leq m_A < 1$			
	$m_A > ct_4$	V_{CE}	$m_A < ct_4$	V_{CE}
S_{xB}	1	0	0	$1/4 V_{BUS}$
S_{x11}	0	$3/4 V_{BUS}$	0	$1/2 V_{BUS}$
S_{x12}	1	0	1	0
S_{x21}	0	$1/2 V_{BUS}$	0	$1/4 V_{BUS}$
S_{x22}	1	0	1	0
S_{x31}	0	$1/4 V_{BUS}$	1	0
S_{x32}	1	0	1	0
S_{xA}	0	V_{BUS}	0	$3/4 V_{BUS}$

Tabella 2.8 - Tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT nella zona 4.

Concludendo, è possibile riassumere le configurazioni degli IGBT in funzione del valore assunto dalla modulante e del valore della tensione di polo, come riportato in Tab. 2.9.

Dalla Tab 2.9, è possibile osservare che ad ogni portante è associata la commutazione di due IGBT (evidenziati in blu) in modo complementare.

Interruttore	$-1 \leq m_A < -0.5$		$-0.5 \leq m_A < 0$		$0 \leq m_A < 0.5$		$0.5 \leq m_A < 1$	
	$m_A > c_{t1}$	$m_A < c_{t1}$	$m_A > c_{t2}$	$m_A < c_{t2}$	$m_A > c_{t3}$	$m_A < c_{t3}$	$m_A > c_{t4}$	$m_A < c_{t4}$
S_{xB}	0	0	0	0	0	0	1	0
S_{x11}	1	1	0	1	0	0	0	0
S_{x12}	1	0	1	0	1	1	1	1
S_{x21}	1	1	1	1	0	1	0	0
S_{x22}	0	0	1	0	1	1	1	1
S_{x31}	1	1	1	1	1	1	0	1
S_{x32}	0	0	0	0	1	0	1	1
S_{xA}	0	1	0	1	0	1	0	0
V_{A0}	$-V_{BUS}/4$	$-V_{BUS}/2$	0	$-V_{BUS}/4$	$V_{BUS}/4$	0	$V_{BUS}/2$	$V_{BUS}/4$

Tabella 2.9 - Tabella riassuntiva delle configurazioni degli IGBT.

2.3. Flat top L e Flat top H

Differentemente dalla tecnica di modulazione SPWM in cui il valore di $m_0 = 0$ viene mantenuto costante, nelle due modulazioni flat top il valore di m_0 risulta variare dinamicamente, come è possibile osservare in Fig. 2.15.

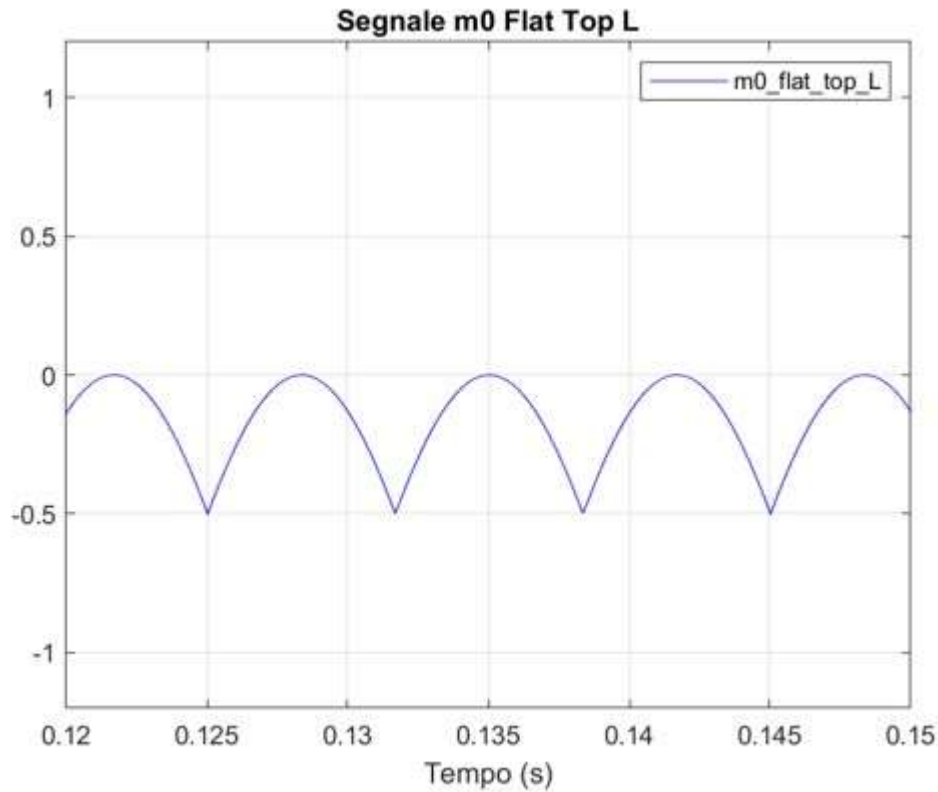


Figura 2.15 - Rappresentazione di m_0 nella tecnica di modulazione PWM flat top L.

La modulazione flat top di tipo L, considerando le modulanti di valori compresi tra -1 e 1, può essere ottenuta imponendo il grado di libertà m_0 come definito in (2.19):

$$m_0 = -1 - \min \left(\frac{2}{V_{DC}} v_{AN,ref}, \frac{2}{V_{DC}} v_{BN,ref}, \frac{2}{V_{DC}} v_{CN,ref} \right) \quad (2.19)$$

La relazione (2.19) permette di traslare dinamicamente le modulanti in modo tale che la minore tra le tre assuma sempre un valore pari a -1, come rappresentato in Fig. 2.16. In Fig. 2.16 troviamo le tre modulanti m_A, m_B, m_C , utilizzate nel sistema, nei rispettivi colori blu, rosso e giallo.

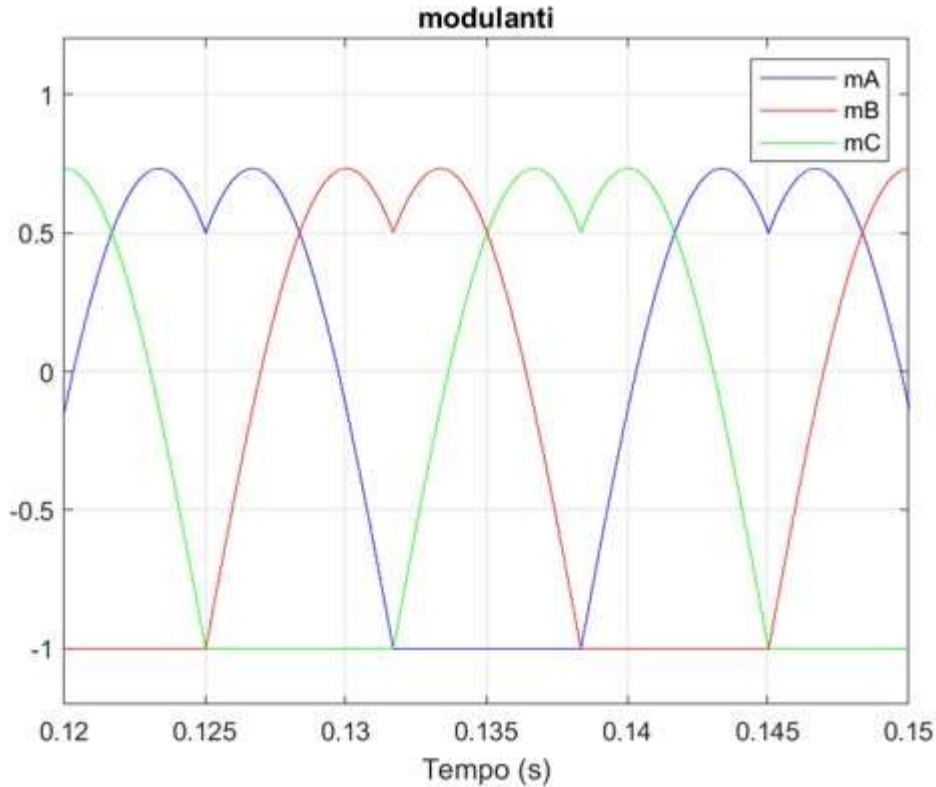


Figura 2.16 - Modulanti nella tecnica di modulazione PWM flat top L.

Per ottenere la modulazione flat top H è necessario traslare le modulanti in modo tale che quella maggiore assuma il valore pari a 1, per farlo è necessario variare dinamicamente il grado di libertà m_0 come definito nell'espressione (2.20):

$$m_0 = 1 - \max \left(\frac{2}{V_{DC}} v_{AN,ref}, \frac{2}{V_{DC}} v_{BN,ref}, \frac{2}{V_{DC}} v_{CN,ref} \right) \quad (2.20)$$

La relazione (2.20) ci permette di ottenere una forma d'onda di m_0 , come quella riportata in Fig. 2.17. Come nella tecnica SPWM e flat top L, anche nella modulazione flat top H le modulanti sono comprese nell'intervallo $[-1, 1]$. in Fig. 2.18 vengono riportate le tre modulanti m_A, m_B, m_C , utilizzate nel sistema nei rispettivi colori blu, rosso e giallo. Anche nel caso della modulazione flat top H si ha come effetto negativo lo sbilanciamento, in termine di perdite di conduzione, tra i componenti superiori e inferiori. Le tecniche di modulazione flat top H e flat top L consentono di ottenere un valore massimo, in regime lineare, della tensione stellata di carico in regime simmetrico sinusoidale maggiore rispetto alla tecnica SPWM, pari a $\frac{V_{BUS}}{\sqrt{3}}$. Tutte le curve presenti in Fig. 2.15, 2.16, 2.17 e 2.18 sono costituite da archi di pseudo-sinusoidi.

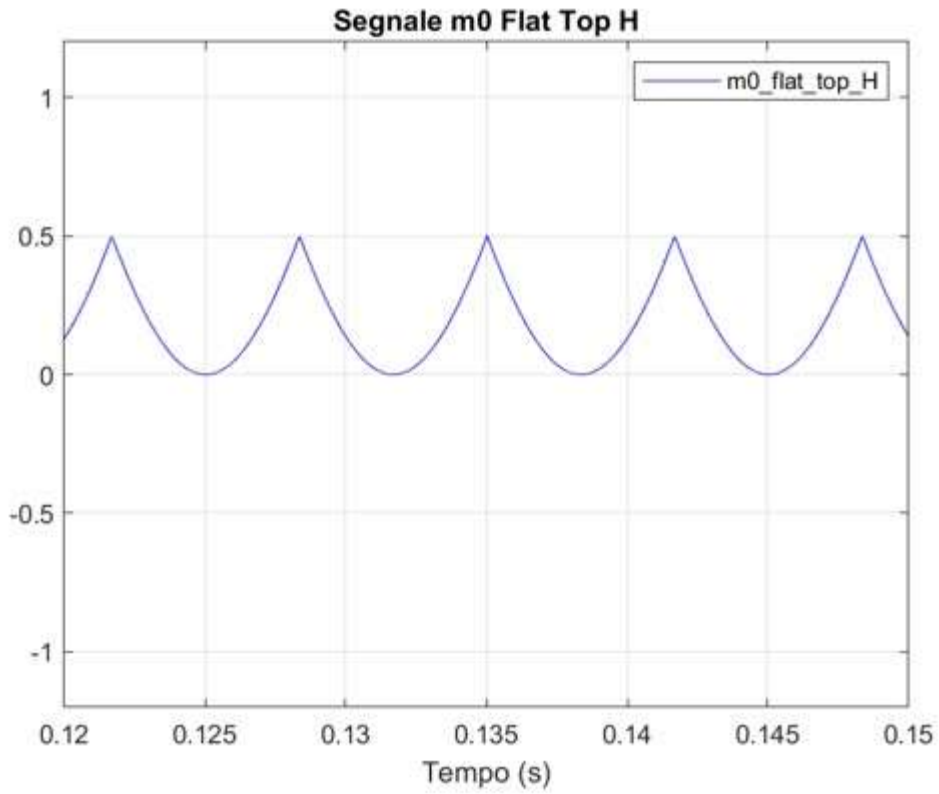


Figura 2.17 - Rappresentazione di m_0 nella tecnica di modulazione PWM flat top H.

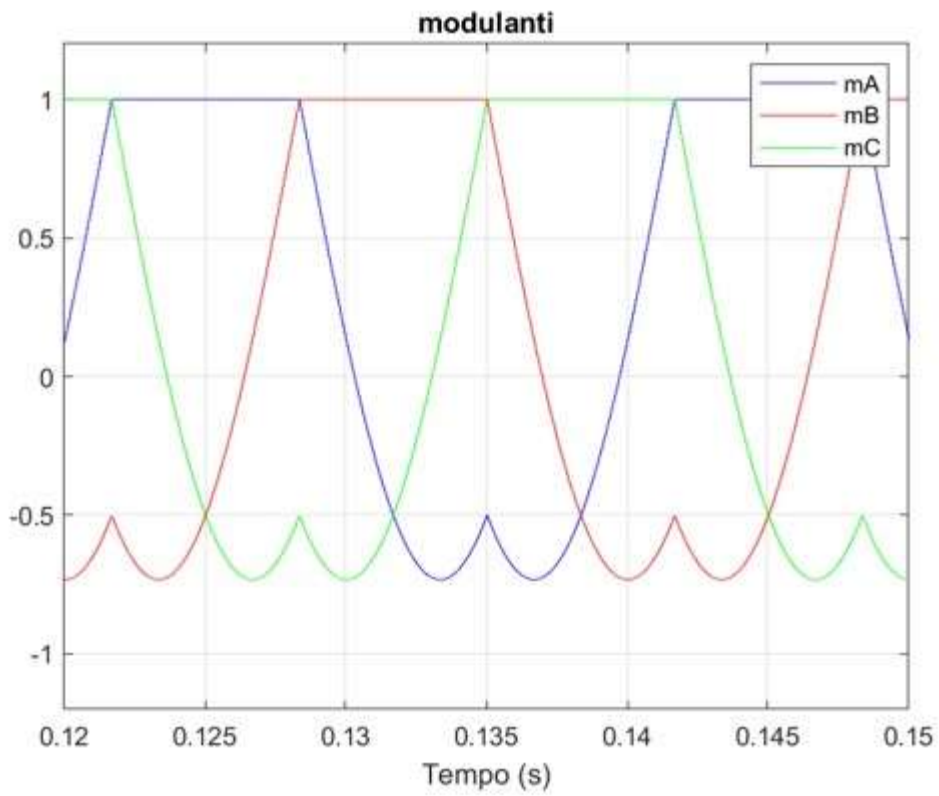


Figura 2.18 - Modulanti nella tecnica di modulazione PWM flat top H.

2.4. PWM simmetrica

La tecnica PWM simmetrica, a differenza della flat top H e flat top L, permette un maggior bilanciamento dal punto di vista delle potenze dissipate nei diversi rami del sistema. Anche la tecnica PWM simmetrica permette di ottenere un valore massimo di tensione, in regione lineare, pari a $\frac{V_{BUS}}{\sqrt{3}}$.

Per ottenere la tecnica di modulazione PWM simmetrica, è necessario agire sul grado di libertà m_0 , in modo tale da avere le modulanti centrate rispetto all'intervallo $[-1,1]$, come descritto dalla relazione (2.21):

$$m_0 = \frac{1}{2} \left[-\max \left(\frac{2}{V_{DC}} v_{AN,ref}, \frac{2}{V_{DC}} v_{BN,ref}, \frac{2}{V_{DC}} v_{CN,ref} \right) - \min \left(\frac{2}{V_{DC}} v_{AN,ref}, \frac{2}{V_{DC}} v_{BN,ref}, \frac{2}{V_{DC}} v_{CN,ref} \right) \right] \quad (2.21)$$

Le forme d'onda di m_0 e delle modulanti di ciascuna ramo, evidenziate con colori differenti, sono costituite da archi di pseudo-sinusoidi e sono riportate in Fig. 2.19 e 2.20.

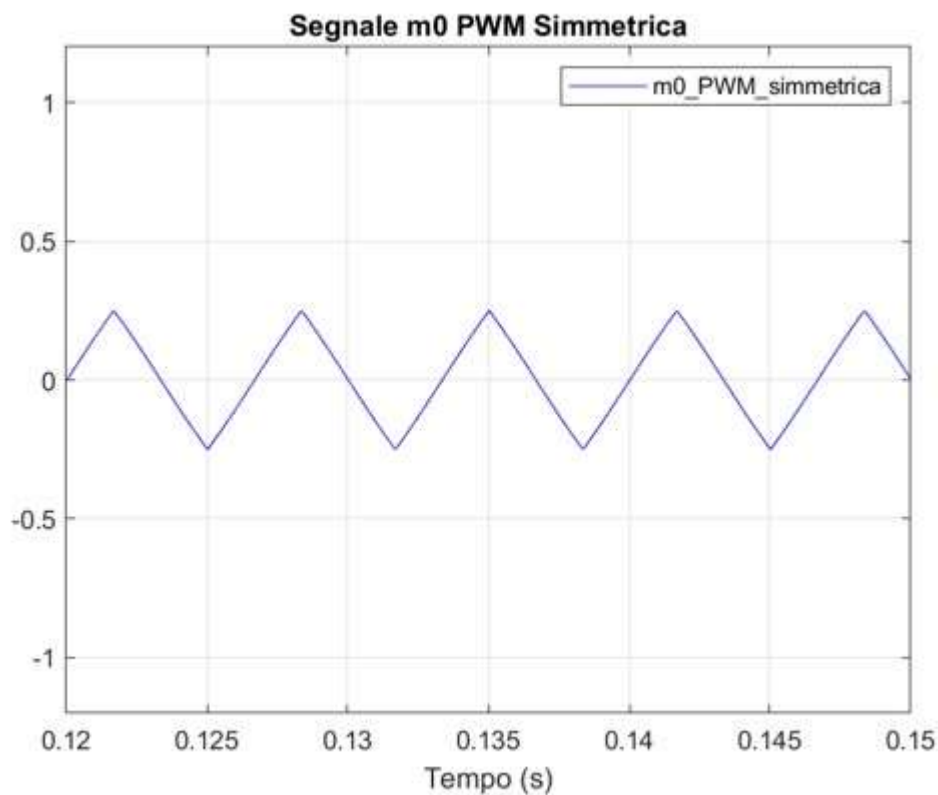


Figura 2.19 - Rappresentazione di m_0 nella tecnica di modulazione PWM simmetrica.

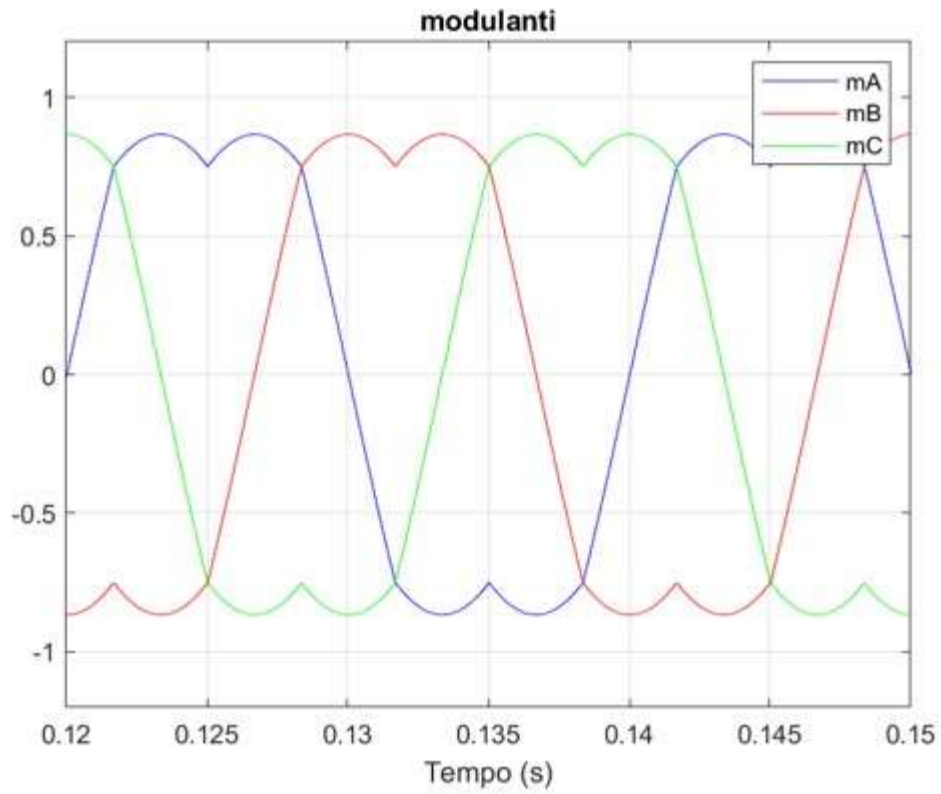


Figura 2.20 - Modulanti nella tecnica di modulazione PWM simmetrica.

3. MODELLO SIMULINK DELL'INVERTER E-TYPE

Per proseguire lo studio e l'analisi proposta nell'elaborato in merito agli inverter di tipo E-Type, abbiamo utilizzato il software Matlab (versione R2024a) ed il suo *tool* grafico e di simulazione, Simulink. Per quanto riguarda l'utilizzo di Matlab, nel nostro caso di studio, verrà utilizzato solamente per definire i dati per l'avvio della simulazione, che proseguirà su Simulink, e per raccogliere i dati in uscita ottenuti dalla simulazione stessa. Lo studio dell'elaborato è partito analizzando il singolo ramo, pilotato tramite la sola tecnica di modulazione SPWM, per poi proseguire con la trattazione del sistema trifase complessivo aggiungendo anche un grado di libertà in merito alla scelta del tipo di modulazione da utilizzare.

3.1. Ambiente di simulazione

Come anticipato, utilizzeremo il software Matlab come un semplice foglio di lavoro in cui vengono dichiarati i dati per inizializzare i valori utilizzati nella simulazione, la quale procederà su Simulink. Sul file Matlab abbiamo dichiarato i dati di simulazione, riportati in Fig. 3.1, quali:

- tensione al bus DC (VBUS);
- valore della capacità dei quattro condensatori al bus DC (C);
- tensione alla quale si inizializzano i condensatori in simulazione (V_Cond);
- frequenza della modulante (fm);
- frequenza di commutazione (fc);
- tempo di ciclo (Tc);
- valori di resistenza ed induttanza del carico (R e L).

Una volta inseriti i dati Matlab risulta opportuno portare in modalità *run* il software, in modo tale da avere a disposizione i dati che verranno sfruttati successivamente da Simulink per simulare il sistema rappresentando graficamente i risultati ottenuti.

Nella sezione grafica viene riportato il sistema complessivo suddiviso in diversi sottosistemi connessi tra loro. Attraverso le funzionalità dell'ambiente di sviluppo risulta possibile vedere i risultati rappresentati graficamente mediante l'ausilio degli strumenti denominati "*scope*".

Per quanto riguarda i dati osservati mediante i diversi strumenti utilizzati in simulazione, essi verranno inviati nel *workspace* di Matlab in modo tale da avere una raccolta dei dati per facilitare la lettura e la ricerca di valori singolari.

In ambiente Simulink troveremo una differenziazione delle tipologie di collegamenti utilizzati tra i diversi sottosistemi, i quali potranno essere fisici oppure connessioni di segnale.

```
clc;
clear all;
close all;

%BUS DC
VBUS = 400;           % tensione sorgente DC
C = 100*10^(-3);     % capacità bus DC
V_Conc = 100;        % tensione iniziale condensatori
%frequenza modulante
fm = 50;

%frequenza di commutazione
fc = 20000;

%tempo di ciclo
Tc = 1/fc;

%carico RL
R = 100;              % resistenza
L = 100*10^(-3);    % induttanza
```

Figura 3.1 - Dati presenti in Matlab.

3.2. Considerazioni e ipotesi di studio

Per l'analisi dell'inverter con configurazione E-Type siamo partiti da alcune ipotesi di studio legate a quanto appreso dalla letteratura descritta nei capitoli precedenti per poi procedere con il test del sistema in simulazione. I valori utilizzati in simulazione vengono gestiti mediante l'apposito file Matlab in modo tale da rendere facilmente modificabile i dati di lavoro.

In primo luogo, è stata definita la tensione della sorgente VBUS per ipotizzare una sorgente di bassa tensione, la quale viene ripartita equamente tra i quattro condensatori. Per quanto riguarda il valore iniziale a cui si trovano i condensatori è stato supposto il caso in cui fossero stati già precedentemente precaricati. Siccome l'analisi della stabilizzazione del valore dei condensatori non è stato uno dei punti cardine su cui si è incentrato l'elaborato, si è supposto

di lavorare con valori di capacità alti di ciascun condensatore, in modo tale da garantirne valori sufficientemente stabili e rallentandone la deriva della tensione.

Per quanto riguarda il carico è stato scelto un carico RL generico avente valori modificabili mediante le variabili R ed L presenti nel file Matlab.

I valori di frequenza della modulante e della portante sono stati scelti funzionali alla determinazione dell'indice di modulazione di frequenza, in modo che tale indice risulti essere un numero pari, intero e maggiore di 21. In questo modo non risulta necessaria la sincronizzazione tra modulante e portante. Una scelta opportuna del valore di f_c ci permette di ottenere anche uno spettro armonico in cui le componenti in frequenza si trovano distanti dalle basse frequenze, limitando quindi la distorsione. L'indice di modulazione di ampiezza è gestibile mediante i parametri di simulazione, in modo tale da analizzare le differenti condizioni di lavoro del sistema in funzione dello stesso.

Per quanto riguarda i test condotti, essi si sono basati sulla possibilità di selezionare, variando il grado di libertà m_0 , la tipologia di modulazione da utilizzare potendo scegliere tra le seguenti già descritte nei capitoli precedenti:

- SPWM;
- flat top H;
- flat top L;
- PWM simmetrica.

3.3. Schema del sistema complessivo

Il sistema complessivo è stato realizzato tramite diversi sottosistemi, ovvero dei macro-blocchi interconnessi tra loro. Tra i diversi sottosistemi, riportati con colori differenti nella Fig. 3.2 estrapolata da Simulink, troveremo:

- sottosistema contenente la sorgente DC ed i quattro condensatori (blocco di colore grigio);
- sottosistema per la generazione e la visualizzazione dei segnali modulanti, riportante l'implementazione delle diverse tecniche di modulazione selezionabili attraverso un selettore (blocco di colore rosso);
- tre sottosistemi per la generazione e visualizzazione delle differenti funzioni di commutazione associate a ciascun ramo (blocchi di colore arancione, verde e blu);

- tre sottosistemi, uno per ciascun ramo, contenenti i dispositivi per la realizzazione dei singoli rami (blocchi di colore giallo) e misura delle tensioni su ciascun componente;
- sottosistema contenente le grandezze associate al carico ed i relativi dispositivi per la visualizzazione delle stesse (blocco di colore rosa).

Il sistema, oltre ai dispositivi di visualizzazione contenuti all'interno dei sottosistemi, è stato predisposto per la misura e la rappresentazione delle tensioni di polo mediante l'oscilloscopio riportato in Fig. 3.2.

In Fig. 3.2 risulta possibile identificare e distinguere le interconnessioni fisiche, grazie alla presenza dei simboli grafici quadrati posti nei blocchi, da quelle di segnale che vengono rappresentate con delle frecce nere.

3.4. Sottosistema di alimentazione

Passiamo ora alla visualizzazione della realizzazione circuitale del sottosistema contenente la tensione di alimentazione ed i quattro condensatori riportata in Fig. 3.3.

Nella rappresentazione del sottosistema, riportata in Fig. 3.3, è possibile osservare la tensione presente sul bus DC (VBUS_DC) con i relativi strumenti per l'acquisizione e la rappresentazione della tensione e della corrente di alimentazione. Il valore di tensione di alimentazione viene sfruttato come segnale d'uscita da poter utilizzare nella generazione dei segnali modulanti. In aggiunta a quanto appena descritto, sono presenti i quattro condensatori a cui sono connessi gli strumenti per la misura della corrente e della tensione. Tali strumenti vengono predisposti con diversi ingressi, in modo tale da ottenere una visualizzazione globale che consenta il confronto visivo diretto tra le grandezze presenti nel sottosistema. La suddivisione avviene separando le misure di corrente da quelle di tensione. In definitiva, sono presenti connessioni fisiche che consentono l'interfacciamento con gli altri sottosistemi fisici presenti nel progetto.

3.5. Sottosistema per la generazione delle modulanti

Il sistema di generazione dei segnali modulanti viene gestito all'interno del sottosistema di colore rosso, il quale è stato precedentemente mostrato in Fig. 3.2. Per la descrizione di tale sottosistema procederemo con l'analisi partendo dalla generazione del segnale associato al grado di libertà m_0 in funzione della tecnica di modulazione utilizzata, per poi proseguire con la generazione delle tre modulanti. L'immagine complessiva di tale sottosistema verrà suddivisa in due immagini in modo tale da poter entrare nel dettaglio di ciascuna sezione.

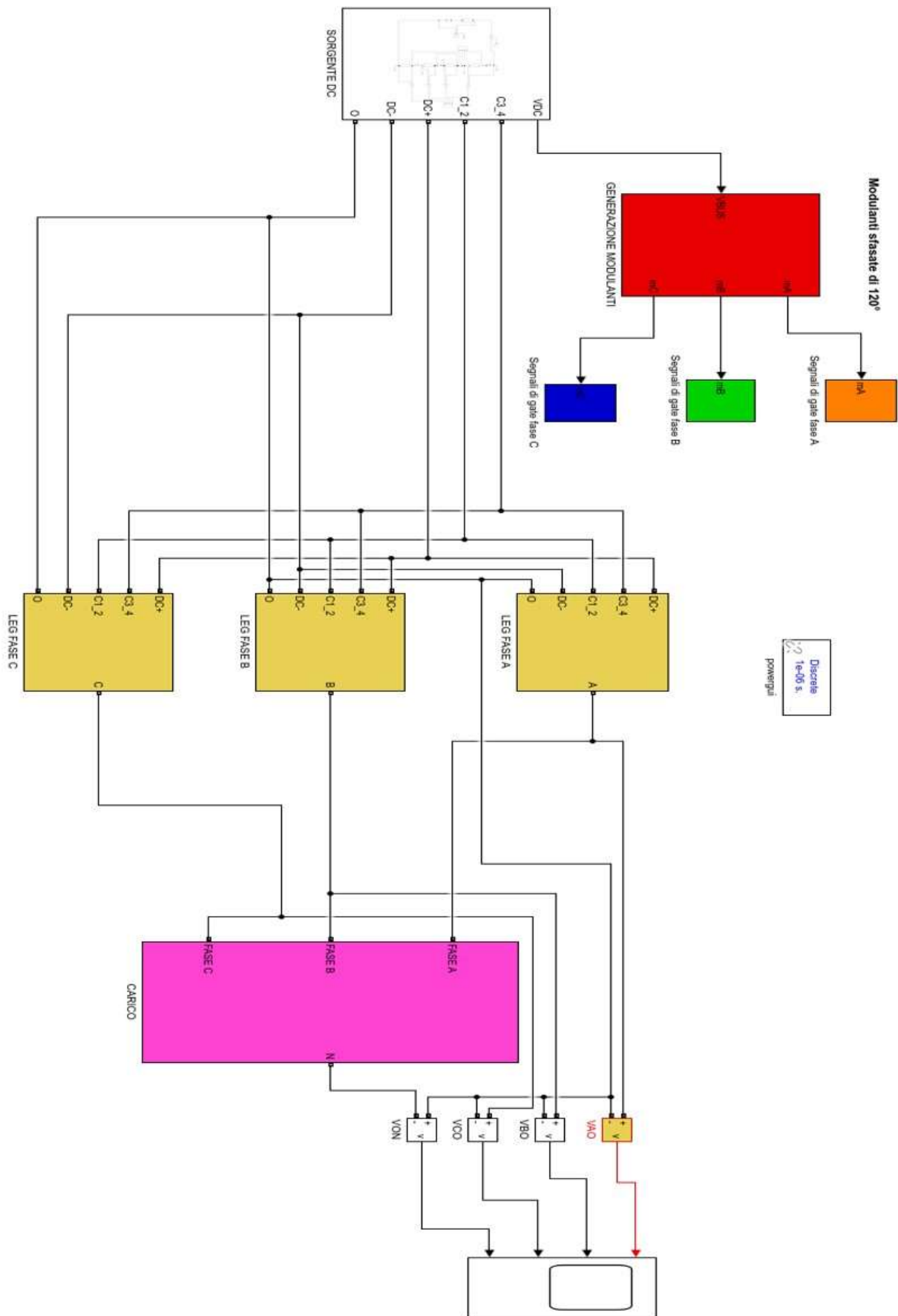


Figura 3.2 - Schematico Simulink del sistema complessivo.

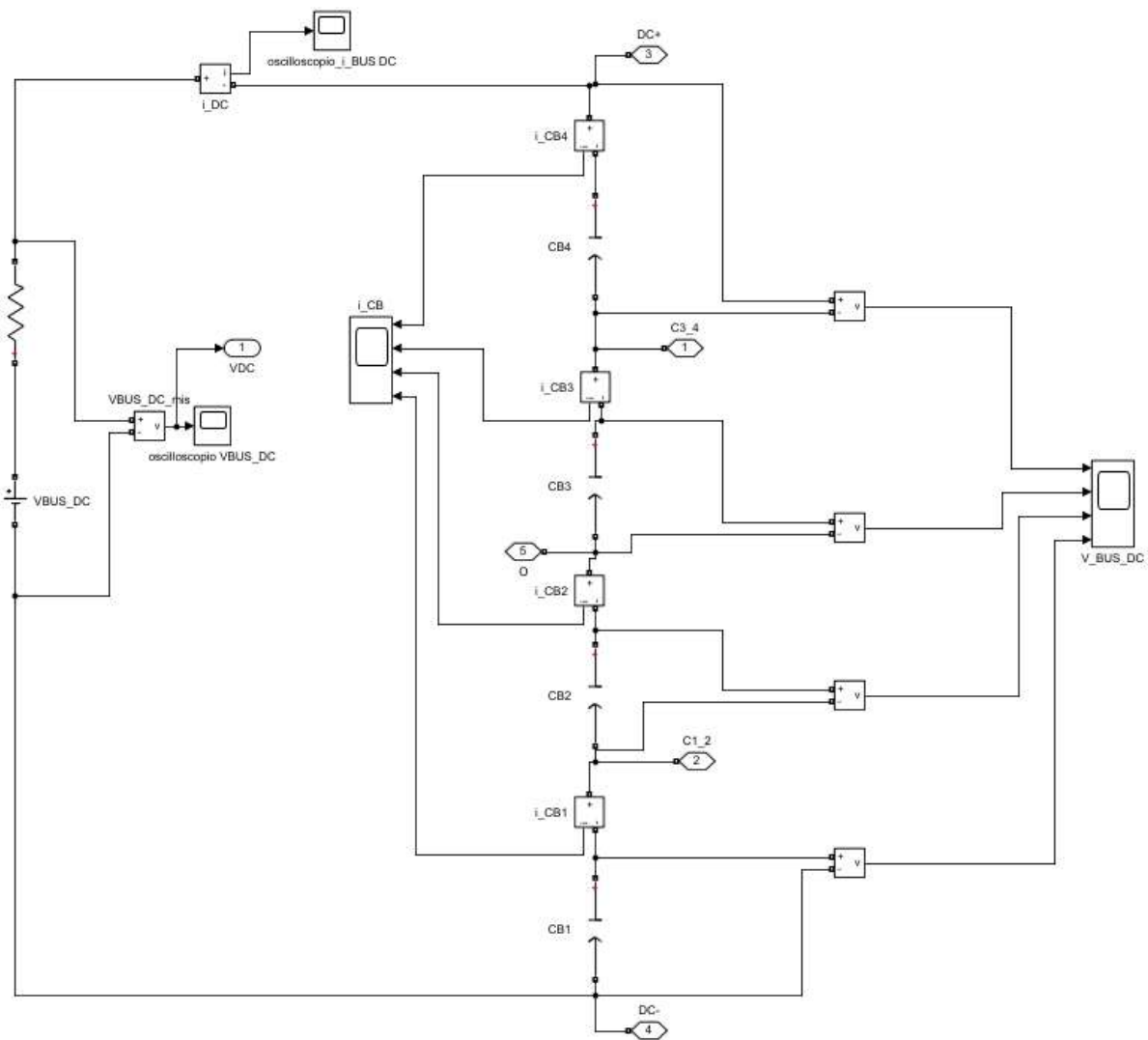


Figura 3.3 - Sottosistema di alimentazione.

In Fig. 3.4 viene riportata la prima parte dello schematico complessivo appartenente al sottosistema per la generazione delle modulanti, in particolare è possibile notare il selettore che permette di selezionare arbitrariamente il tipo di tecnica di modulazione che si vuole utilizzare. Come anticipato in precedenza, le tecniche di modulazione implementate in questo progetto sono quattro, la tecnica SPWM, la flat top H, la flat top L e la PWM simmetrica. Nello specifico, il selettore può essere configurato con numeri che vanno da 1 a 4, in cui:

- selezionando il numero 1 nel selettore viene imposto il grado di libertà $m_0 = 0$, come descritto in precedenza per la tecnica di modulazione SPWM;
- selezionando il numero 2 nel selettore viene imposto il grado di libertà m_0 , seguendo l'espressione riportata precedentemente in (2.20), per l'implementazione della flat top H;

- selezionando il numero 3 nel selettore viene imposto il grado di libertà m_0 , seguendo l'espressione riportata precedentemente in (2.19), per l'implementazione della flat top L;
- selezionando il numero 4 nel selettore viene imposto il grado di libertà m_0 , seguendo l'espressione riportata precedentemente in (2.21), per l'implementazione della PWM simmetrica.

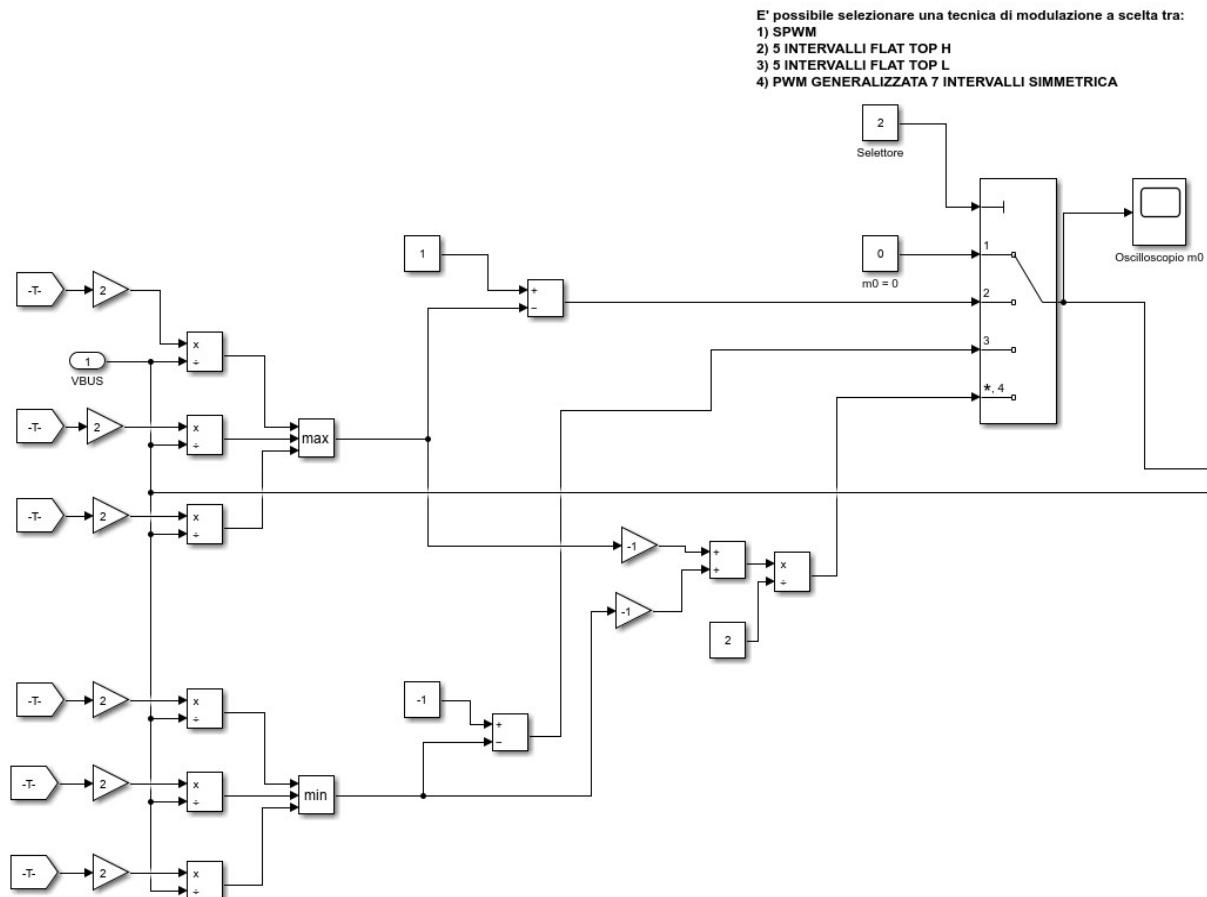


Figura 3.4 - Schematico della prima parte del sottosistema per la generazione delle modulanti.

Per l'implementazione di tali tecniche, troviamo come ingressi ai blocchi divisori i valori della tensione presente al bus DC (V_{BUS_DC}), presa come segnale d'ingresso dal sottosistema sorgente, e le tensioni stellate di riferimento ($V_{AN,rif}, V_{BN,rif}, V_{CN,rif}$), moltiplicate per un coefficiente due, che verranno definite successivamente. Le tensioni appena descritte verranno poi divise ciascuna per V_{BUS_DC} per ottenere quanto descritto nelle relazioni (2.19) e (2.20). I blocchi *max* e *min* servono per definire il massimo ed il minimo tra i tre segnali, in modo tale da sfruttare questa informazione per poter definire il valore di m_0 . Tale valore verrà

utilizzato per traslare la modulante maggiore al valore del limite superiore per quanto riguarda la tecnica di modulazione flat top H. Un ragionamento analogo può essere ripetuto nella modulazione flat top L traslando la modulante minore al valore del limite inferiore. I valori in uscita da tali blocchi verranno poi sottratti al valore costante 1 o -1, come previsto dalle equazioni (2.19) e (2.20) descritte in precedenza. La modulazione PWM simmetrica viene realizzata sfruttando i segnali in uscita dai blocchi *max* e *min*, i quali vengono moltiplicati per il valore costante -1 e successivamente divisi per il valore costante 2 per la realizzazione dell'espressione (2.21) precedentemente riportata. In uscita dal selettore viene posizionato uno strumento per la visualizzazione grafica del valore di m_0 , ottenuto dalla selezione del tipo di modulazione opportuna. Per la definizione della seconda parte dello schematico si fa riferimento a quanto riportato in Fig. 3.5, in cui le due connessioni presenti al quarto e quinto ingresso del mux provengono rispettivamente dall'uscita del selettore e dal segnale associato alla tensione presente alla sorgente.

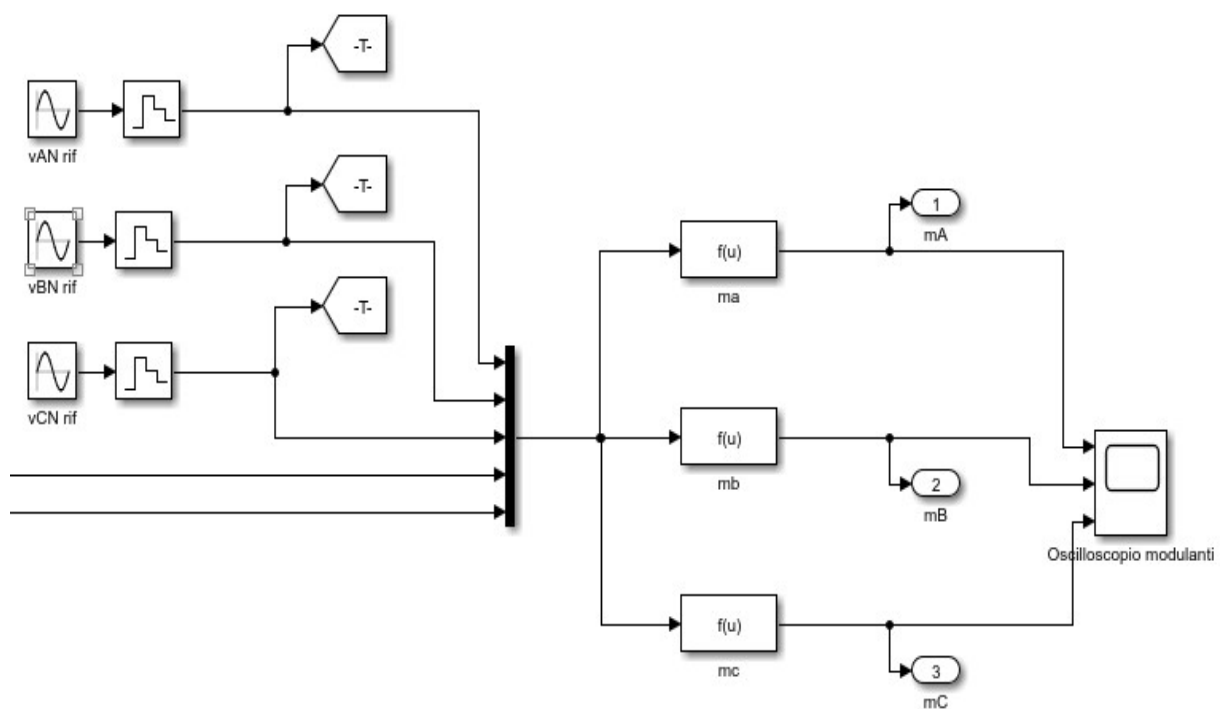


Figura 3.5 - Schematico della seconda parte del sottosistema per la generazione delle modulanti.

Nella parte dello schematico riportata in Fig. 3.5 è presente la generazione dei tre segnali sinusoidali di riferimento di cui è possibile scegliere arbitrariamente i valori di ampiezza e frequenza. Le tensioni di riferimento sono connesse al blocco Zero-Order Hold (ZOH) in Simulink, il quale è un elemento utilizzato per la discretizzazione di un segnale tempo

continuo. In questo modo non avremo un segnale continuo sinusoidale bensì un segnale pseudo-sinusoidale, in cui la sinusoide viene campionata ad intervalli regolari pari a T_c . I segnali pseudo-sinusoidali così ottenuti sono gli stessi segnali che troviamo in ingresso in Fig. 3.4. Tali segnali, assieme alla tensione presente al bus DC e m_0 vengono portati in ingresso al mux. Nei blocchi successivi sono contenute le funzioni per il calcolo delle tre modulanti, le quali vengono definite come precedentemente descritto nell'espressione (1.14). Tutti e tre i segnali modulanti generati vengono riportati nello strumento di visualizzazione in modo tale da ottenere un riscontro grafico immediato. Tali segnali vengono inviati anche come segnali esterni per i sottosistemi, i quali serviranno anche per la generazione dei segnali di gate per abilitare i diversi IGBT.

3.6. Sottosistema per la generazione dei segnali di gate

Per la generazione dei segnali di gate utili all'abilitazione degli IGBT è stato predisposto un sottosistema, riportato in Fig. 3.6, in cui troviamo come unico ingresso esterno il segnale modulante proveniente dal sottosistema associato alla generazione della stessa. Tale sottosistema è il medesimo anche per la generazione dei segnali di gate appartenenti agli altri rami. Osservando la Fig. 3.6, è possibile trovare quattro blocchi per la generazione delle portanti, le quali sono contenute nell'intervallo $[-1, 1]$ e sono disposte in fase tra loro ma con offset differenti. Per la generazione delle portanti che avviene all'interno dei blocchi associati, è possibile trovare quattro sottosistemi simili tra loro di cui un esempio viene riportato in Fig. 3.7. Dal sistema riportato in Fig. 3.7, viene generata una portante triangolare di frequenza pari alla frequenza di commutazione ed avente inizialmente valori di picco pari a -1 e 1 . Essa viene successivamente divisa per un valore costante pari a 4 , in modo tale da ottenere un segnale triangolare appartenente all'intervallo $[-0.25, 0.25]$. Il risultato ottenuto dall'elaborazione appena descritta viene successivamente sommato ad un valore costante di offset, in questo caso pari a -0.75 ma differente per le altre portanti, in modo tale da ottenere la generazione di una portante variabile all'interno del range $[-1, -0.5]$.

Per la generazione delle altre tre portanti il ragionamento è il medesimo con l'unica differenza associata al valore assunto dall'offset, il quale risulta essere -0.25 , 0.25 e 0.75 rispettivamente per le portanti c_{t2} , c_{t3} , c_{t4} . Il segnale ottenuto dalle elaborazioni appena descritte viene poi inviato al blocco pwm che avrà il compito di generare i segnali di gate da inviare agli IGBT. Alcuni di questi segnali di gate sono connessi a delle porte NOT per ottenere la negazione del segnale, in modo tale da poter pilotare gli IGBT associati in modo complementare.

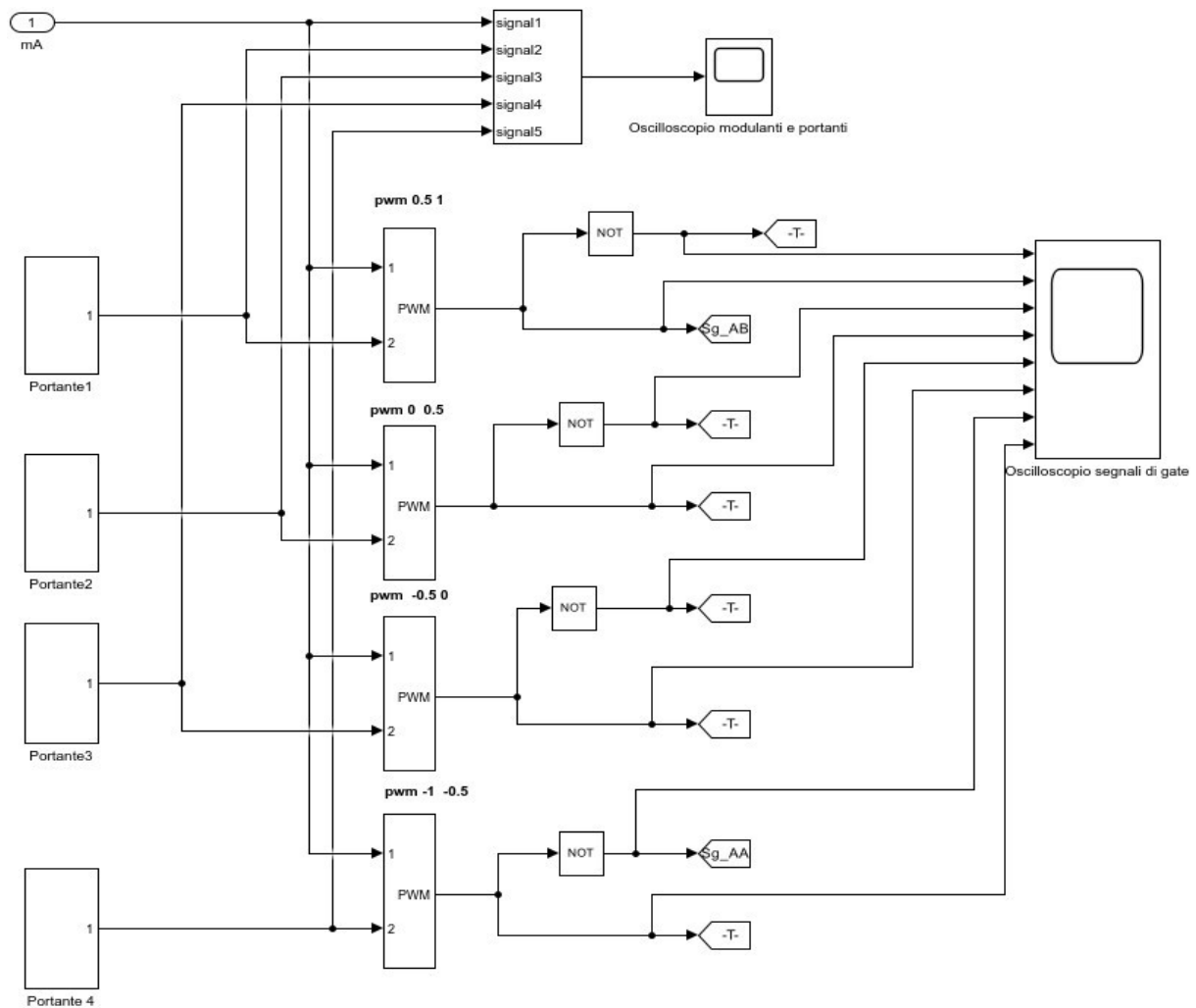


Figura 3.6 - Sottosistema per la generazione dei segnali di gate.

All'interno del blocco riguardante la generazione dei segnali di gate sono presenti due strumenti, di cui uno per la visualizzazione delle portanti e della modulante, le quali vengono rappresentate in un unico grafico. Nel secondo strumento è possibile avere una visione completa dei segnali di gate generati, rappresentati in differenti grafici sovrapposti tra loro, in modo tale da poter verificare la corretta commutazione degli IGBT associati.

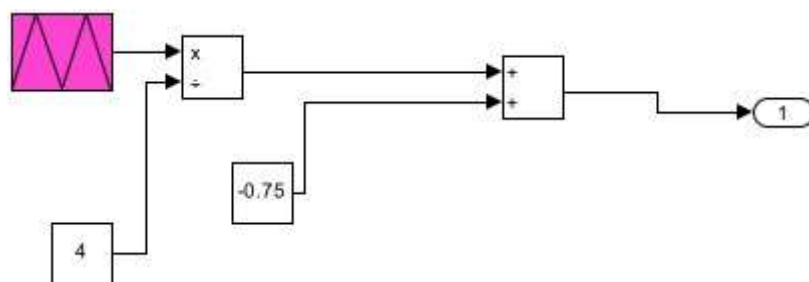


Figura 3.7 - Generazione della portante triangolare compresa tra -1 e -0.5.

3.7. Sottosistema del singolo ramo

Per quanto riguarda il sottosistema associato al singolo ramo, riportato in Fig. 3.8, esso è costituito da 8 IGBT, pilotati dai rispettivi segnali di gate (ad es. Sg_AB) e 8 diodi in antiparallelo. La nomenclatura associata agli IGBT riporta come primo pedice la lettera associata alla fase di riferimento (in questo caso ramo associato alla fase A) mentre il secondo pedice, composto da una lettera oppure da due numeri, identifica l'IGBT.

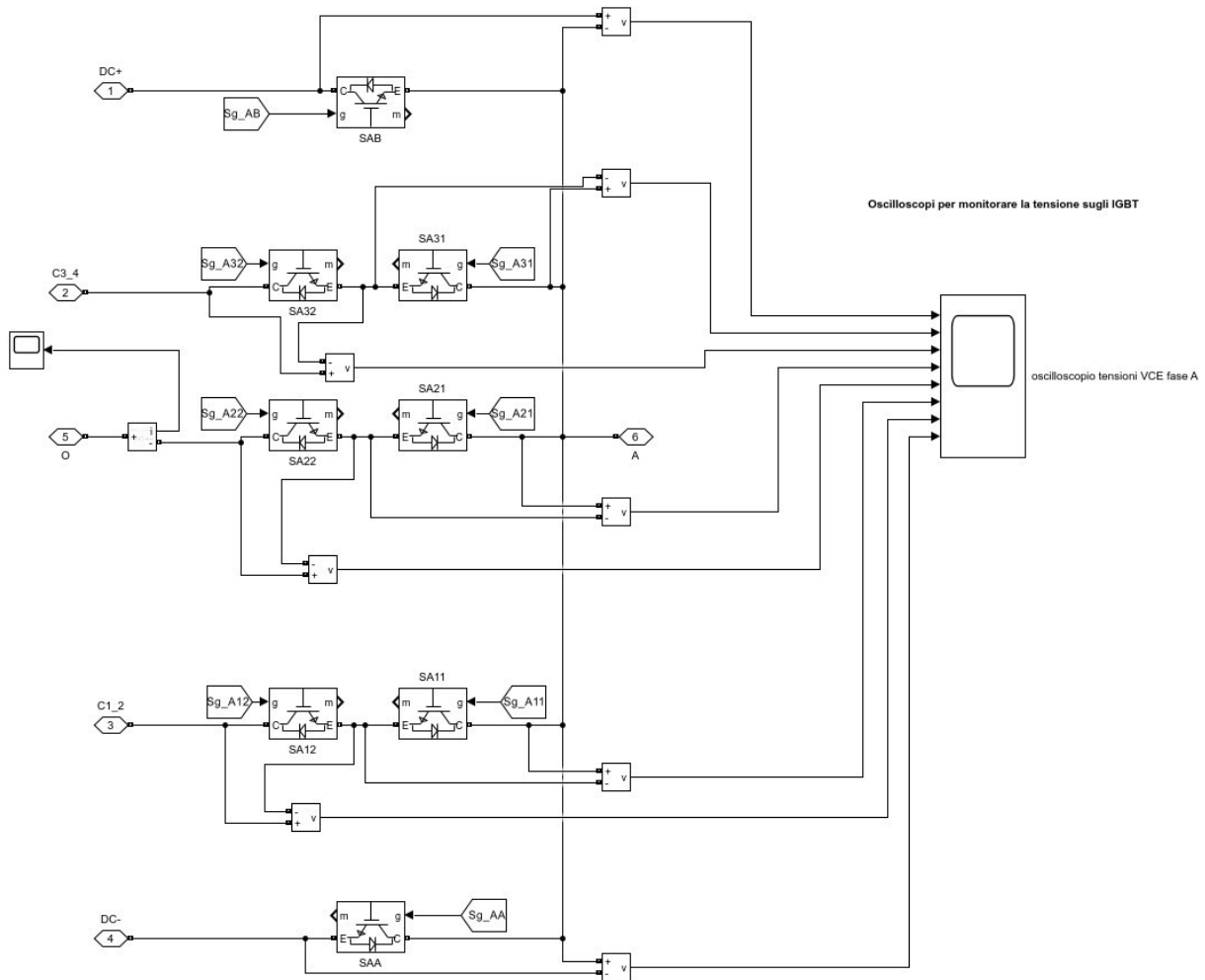


Figura 3.8 - Sottosistema del singolo ramo associato alla fase A.

In Fig. 3.8, sulla sinistra, vengono riportate le porte per le connessioni fisiche esterne, le quali servono per collegarsi ai capi dei condensatori presenti nel sottosistema associato alla sorgente DC. Sono presenti anche gli strumenti di visualizzazione grafica per permettere il monitoraggio delle tensioni ai capi dei componenti e della corrente sul ramo centrale durante il funzionamento.

3.8. Sottosistema del carico

Nell'elaborato in analisi è stato scelto come oggetto di studio un carico trifase simmetrico ed equilibrato di tipo RL, riportato in Fig. 3.9, i cui valori di resistenza ed induttanza vengono gestiti tramite l'apposita sezione su Matlab. Nella rappresentazione troviamo diversi strumenti per la visualizzazione grafica dei valori delle tensioni concatenate, delle correnti di fase e delle tensioni stellate in modo tale da poter avere un riscontro immediato dei risultati ottenuti. Sono presenti anche delle porte per la connessione fisica, le quali permettono il collegamento tra il carico e le uscite dei tre rami dell'inverter.

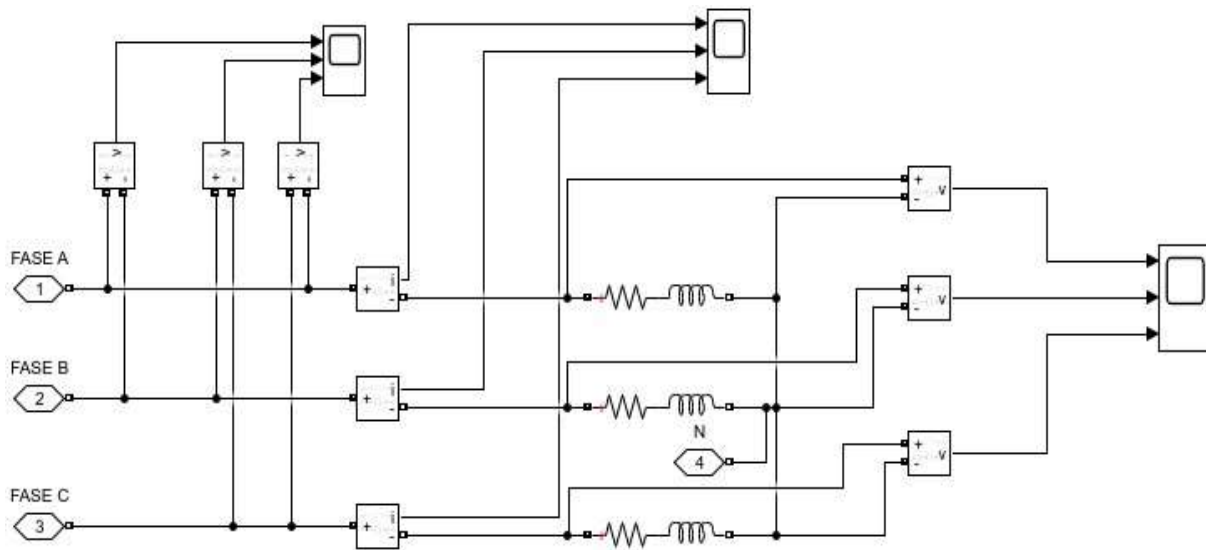


Figura 3.9 - Sottosistema del carico trifase simmetrico ed equilibrato.

4. RISULTATI OTTENUTI IN SIMULAZIONE

In questo capitolo, presenteremo ed analizzeremo i risultati ottenuti dalle simulazioni dell'inverter E-Type eseguite utilizzando Matlab e Simulink. Questi risultati sono fondamentali per comprendere il comportamento dell'inverter e valutarne le prestazioni in diverse condizioni operative. I risultati saranno organizzati in diverse sezioni, ciascuna focalizzata su specifici aspetti e condizioni di funzionamento dell'inverter E-Type. Verranno inoltre riportati alcuni dei test eseguiti, focalizzandoci su quelli di maggior rilievo, per descrivere il funzionamento dell'inverter di tipo E-Type. L'obiettivo principale di tali simulazioni è quello di descrivere il funzionamento dell'inverter E-Type, evidenziandone il comportamento quando controllato mediante la tecnica SPWM, per cui la maggior parte delle simulazioni verterà sull'analisi delle condizioni operative definite da tale tecnica di controllo. Successivamente verranno riportati i risultati delle simulazioni ottenute con due delle altre tre tecniche di modulazione implementate (flat top H e PWM simmetrica) e si analizzeranno le differenze tra le tensioni generate e le forme d'onda delle modulanti in relazione alle portanti. Per quanto riguarda la modulazione flat top L, essa è presente nel modello completo del sistema ma non verrà analizzata nei capitoli successivi in quanto apporta risultati molto simili a quelli ottenuti con la modulazione flat top H, per cui si preferisce privilegiare lo studio di altri aspetti particolarizzanti.

Tali simulazioni verranno condotte ponendo la frequenza della modulante (f_m) a 50 Hz e quella di commutazione (f_c) a 20 kHz, in modo tale da poter lavorare sempre nelle condizioni in cui l'indice di modulazione di frequenza risulti intero e pari ($m_f = 400$) per i motivi già esplicitati in precedenza. La tensione associata alla sorgente DC presenterà, in tutte le simulazioni, sempre il valore di 400 V. Le tensioni ai capi dei condensatori vengono poste pari a 100 V mentre il carico verrà considerato, per quasi tutte le simulazioni, un carico RL simmetrico ed equilibrato con valori pari a 100 ohm per quanto riguarda la resistenza e 100 mH come valore di induttanza. Un test verrà condotto anche variando il valore di induttanza ponendolo pari a 10 mH per evidenziare il ripple presente nelle correnti di carico.

I gradi di libertà che possono essere gestiti arbitrariamente in simulazione sono:

- tensioni stellate di riferimento (di conseguenza l'indice di modulazione di ampiezza);
- valore di m_0 (di conseguenza anche il valore delle modulanti) in relazione al tipo di modulazione scelta mediante il selettore.

Dalle simulazioni sarà possibile evincere quanto descritto inizialmente in merito ai vantaggi nell'utilizzo degli inverter E-Type.

In particolare, analizzando le forme d'onda delle tensioni di polo, sarà possibile osservare che tali tensioni variano sempre tra livelli adiacenti, in modo tale da limitare la derivata della tensione di carico riducendo le sollecitazioni a cui vengono sottoposti gli isolanti del carico. Questa considerazione rappresenta un punto di fondamentale importanza in quanto consente di ridurre i valori per cui vengono dimensionati i componenti all'interno del sistema.

Inoltre, dalle simulazioni in regime lineare, sarà possibile evincere che le correnti presentano forme d'onda di buona qualità a causa del numero elevato di livelli disponibili delle tensioni di carico.

4.1. SPWM

Analizzando il funzionamento dell'inverter E-Type pilotato mediante la modulazione SPWM e ricordando che il grado di libertà m_0 viene posto pari a zero in questa modulazione, è stato possibile condurre gli studi in tre differenti condizioni operative in relazione all'indice di modulazione m_a quali:

- $m_a = 0.25$;
- $m_a = 0.49$;
- $m_a = 0.75$.

La modulazione SPWM, come vedremo in seguito, permetterà di ottenere correnti sinusoidali di carico nel caso in cui non si operi in regime di sovramodulazione.

Anche le tensioni d'uscita approssimeranno discretamente un andamento sinusoidale, grazie ai diversi livelli di tensione generati, seppur discostandosi da esso a causa della presenza di armoniche indesiderate.

Come vedremo nelle prossime analisi, la tecnica di modulazione SPWM permette di avere una buona qualità della corrente presente sul carico, garantendo un ripple contenuto.

Tra le quattro tecniche di modulazioni analizzate nell'elaborato risulta approssimare meglio la forma d'onda sinusoidale in uscita rispetto alle tecniche flat top, presentando una ridotta distorsione armonica ed una buona stabilità dal punto di vista delle tensioni generate, per tali motivi si è deciso di approfondirla maggiormente.

Indice di modulazione di ampiezza pari a 0.25

Il primo test viene condotto imponendo l'indice di modulazione di ampiezza pari a 0.25, il quale si ottiene ponendo i valori delle tensioni stellate di riferimento ($V_{AN,rif}, V_{BN,rif}, V_{CN,rif}$) pari a 100 V. Tale test viene condotto per evidenziare la riduzione dei livelli, causata dalla variazione di tale indice di modulazione, rispetto al numero massimo dei livelli ottenibili dalle tensioni stellate. Nel dettaglio, in Fig. 4.1 vengono riportate le tensioni stellate di carico in cui è possibile notare la presenza di 9 livelli di tensione, nell'intervallo di valori compresi tra -133 V e 133 V, rispetto ai 17 livelli massimi ottenibili da tale configurazione. Come è possibile osservare nella Fig. 4.1, vi è una riduzione della tensione massima generabile a causa della diminuzione dell'indice di modulazione siccome tali grandezze sono strettamente correlate tra loro.

In Fig. 4.2 vengono riportate le tensioni concatenate ottenibili mediante la differenza delle tensioni presenti tra due fasi. In questa analisi è possibile ottenere 5 livelli di tensione con valori compresi tra -200 V e 200 V. Per quanto riguarda le tensioni di polo, riportate in Fig. 4.3, anch'esse sono strettamente legate ai valori assunti dalle funzioni di commutazione e di conseguenza ai valori assunti dalle modulanti. In questo caso specifico, riprendendo l'espressione riportata in (1.8), è possibile dedurre che il valore assunto dalle tensioni di polo sia pari a $\frac{V_{BUS}}{4}$ (ovvero 100 V), nel momento in cui la modulante raggiunge il suo picco pari a 0.5. Risulta opportuno osservare che, in queste condizioni, le tensioni di polo possono assumere solamente tre livelli ($\frac{V_{BUS}}{4}, 0, -\frac{V_{BUS}}{4}$) rispetto ai cinque complessivi che si otterrebbero scegliendo indici di modulazioni di ampiezza maggiori, come vedremo successivamente. In Fig. 4.3, oltre alle tensioni di polo associate a ciascuna fase, viene riportata anche la tensione V_{0N} . Inoltre, risulta possibile evidenziare il legame che sussiste tra le tensioni stellate e le tensioni di polo descritte da $V_{AN} = V_{A0} + V_{0N}$.

In Fig. 4.4, è possibile notare l'effetto della modulazione SPWM sulla forma d'onda delle correnti di carico associate a ciascuna fase, le quali risultano approssimare un andamento sinusoidale; tali correnti risultano sfasate di 120° l'una rispetto all'altra siccome si è scelto un regime di riferimento simmetrico sinusoidale.

In Fig. 4.5 si può osservare l'andamento della corrente di alimentazione, la quale presenta oscillazioni contenute in termini di ampiezza seppur non presentando un valore costante di corrente.

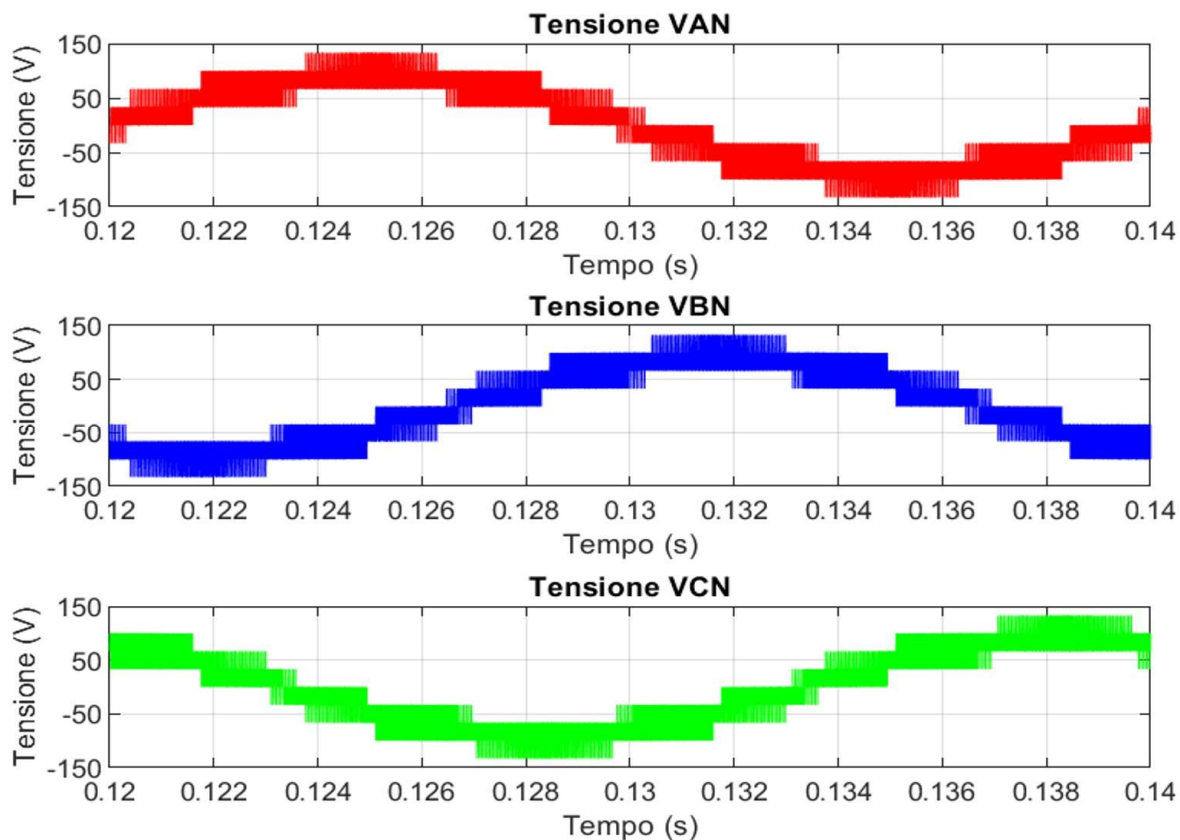


Figura 4.1 - Tensioni stellate di carico con $m_a = 0.25$.

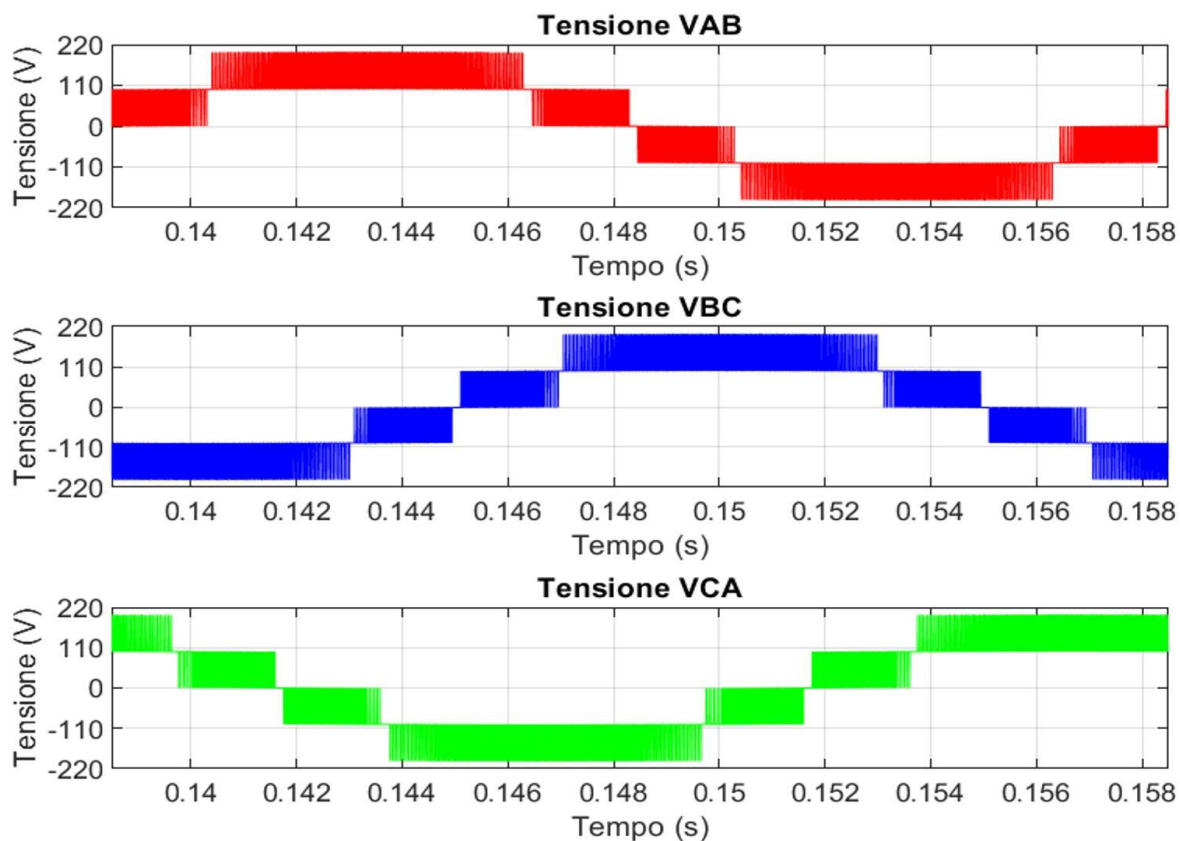


Figura 4.2 - Tensioni concatenate con $m_a = 0.25$.

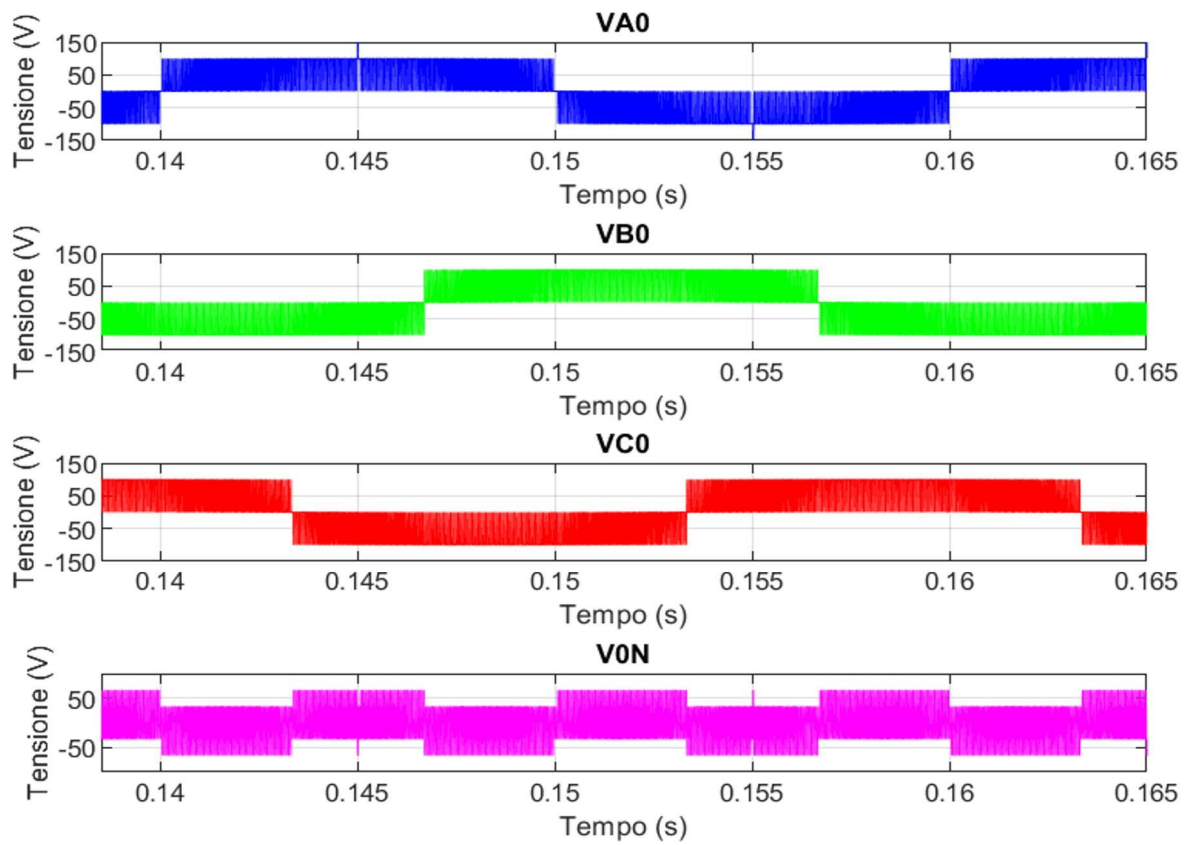


Figura 4.3 - Tensioni di polo e V_{0N} con $m_a = 0.25$.

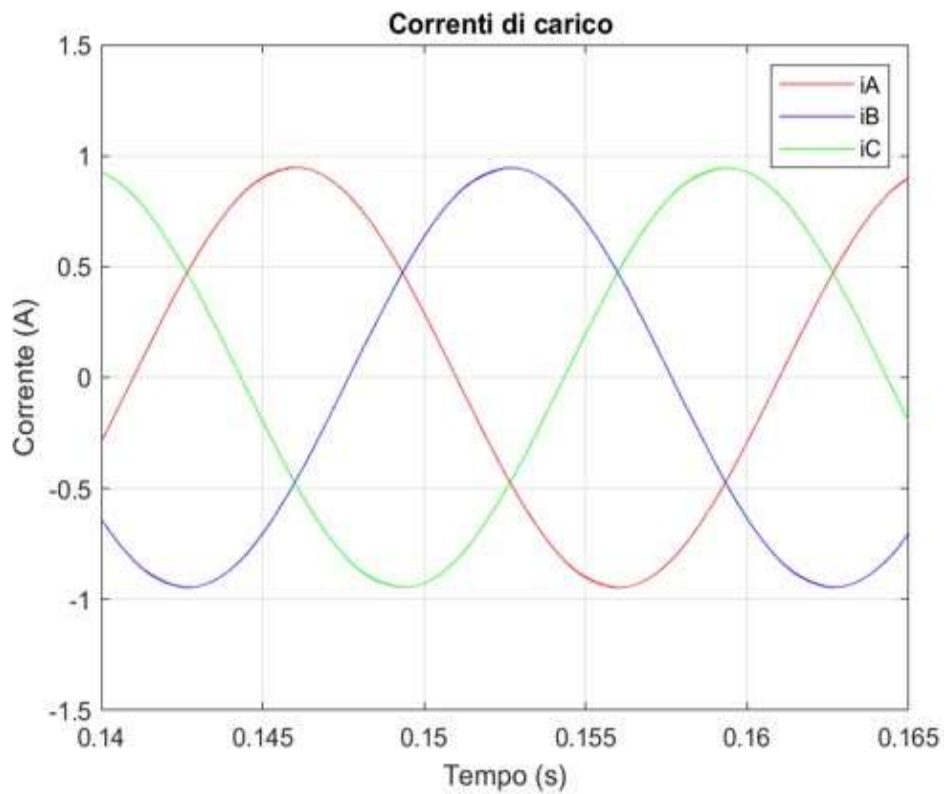


Figura 4.4 - Correnti di carico con $m_a = 0.25$.

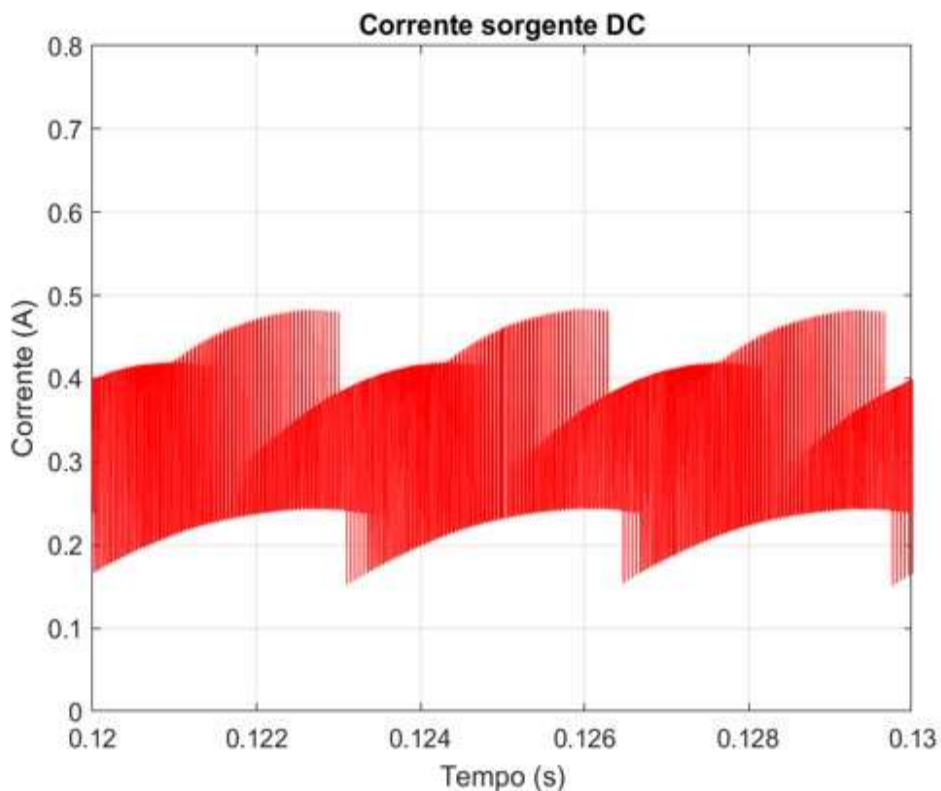


Figura 4.5 - Corrente di alimentazione con $m_a = 0.25$.

Indice di modulazione di ampiezza pari a 0.49

I risultati ottenuti dalle simulazioni descritte in questa sezione sono stati conseguiti scegliendo dei valori di riferimento di ciascuna tensione stellata pari a 196 V, in modo tale da ottenere un indice di modulazione di ampiezza pari a 0.49. Tale indice è stato scelto appositamente di valore inferiore ad 0.5 per evitare di incorrere nel caso di sovrarmodulazione, la quale verrà descritta in seguito, lavorando quindi in regime lineare.

In Fig. 4.6 viene riportato l'andamento delle portanti e delle modulanti di tutte e tre le fasi, ipotizzando di essere in regime simmetrico sinusoidale.

Dalla Fig. 4.7 si può osservare un andamento delle tensioni stellate che si avvicina molto all'approssimazione di un andamento sinusoidale, confermando le considerazioni fatte in merito ai vantaggi nell'utilizzo dell'inverter E-Type controllato mediante la tecnica di modulazione SPWM, rispetto ai tradizionali inverter. In particolare, in Fig. 4.7 è possibile osservare un numero elevato di livelli delle tensioni di carico, i quali permettono di ottenere una buona qualità delle correnti di carico. In Fig. 4.8 vengono riportate le tensioni concatenate ottenibili mediante la differenza delle tensioni presenti tra due fasi, in particolare in questa analisi è possibile ottenere 9 livelli di tensione con valori compresi tra -400 V e 400 V.

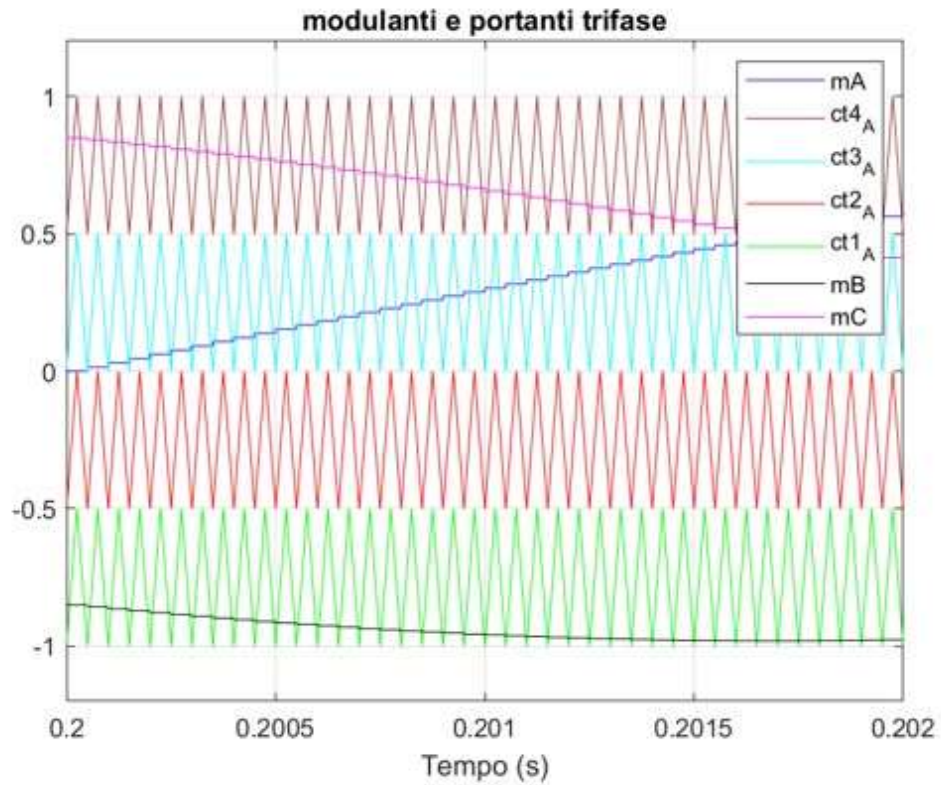


Figura 4.6 - Portanti e modulanti con $m_a = 0.49$.

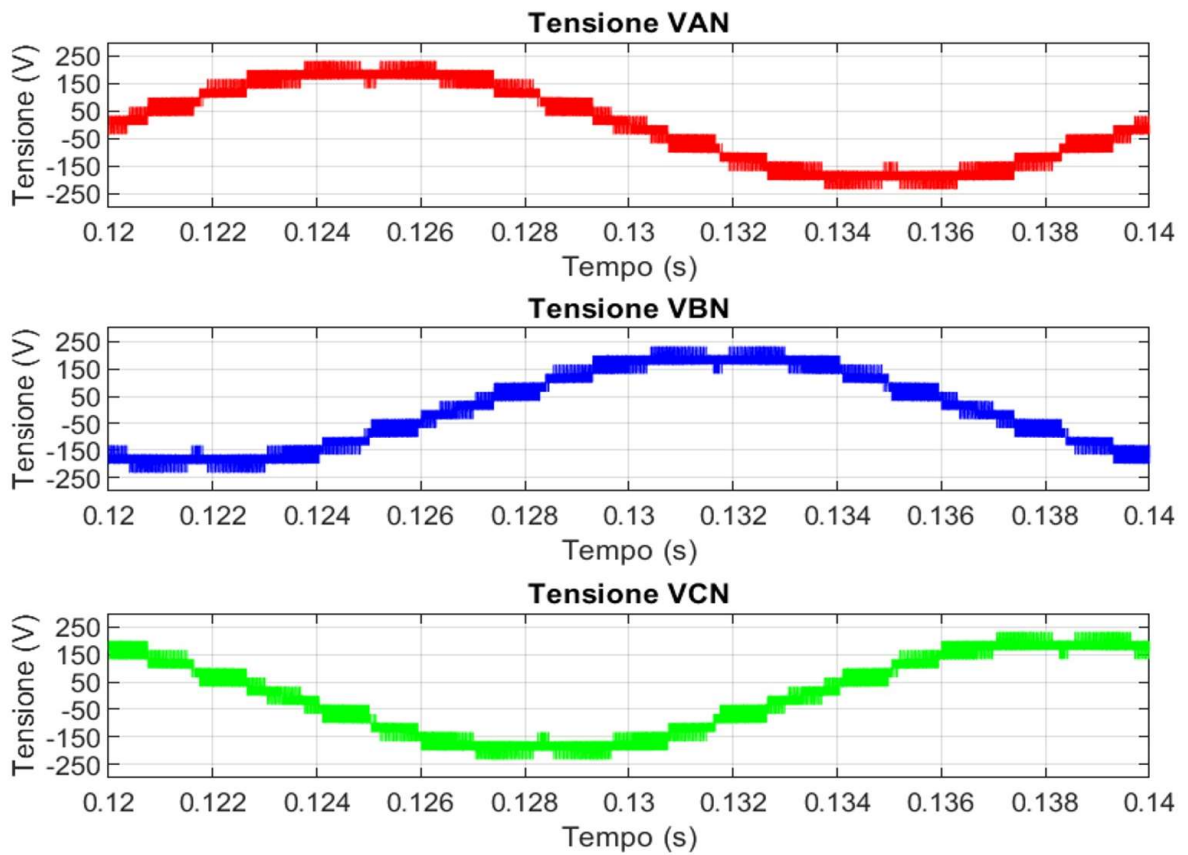


Figura 4.7 - Tensioni stellate di carico con $m_a = 0.49$.

Per quanto riguarda le tensioni di polo, riportate in Fig. 4.9, riprendendo l'espressione riportata in (1.8), è possibile dedurre che il valore assunto dalle tensioni di polo sia pari a $\frac{V_{BUS}}{2}$ (ovvero 200 V) quando la modulante raggiunge il suo picco pari a 0.98. Risulta opportuno osservare che, in queste condizioni, le tensioni di polo possono assumere cinque livelli ($\frac{V_{BUS}}{4}, \frac{V_{BUS}}{2}, 0, -\frac{V_{BUS}}{4}, -\frac{V_{BUS}}{2}$). Come anticipato in precedenza, un numero elevato di livelli adiacenti delle tensioni di polo permette di limitare la derivata delle tensioni di carico, diminuendo le sollecitazioni sugli isolanti. In Fig. 4.10, è possibile notare l'effetto della modulazione SPWM sulla forma d'onda delle correnti di carico associate a ciascuna fase, le quali risultano approssimare un andamento simmetrico sinusoidale; tali correnti risultano sfasate di 120° l'una rispetto all'altra siccome stiamo lavorando con riferimenti di tipo simmetrico sinusoidale. Rispetto al caso precedente in cui $m_a = 0.25$, il valore massimo delle forme d'onda delle correnti risulta maggiore a causa di valori maggiori delle tensioni stellate di carico. In Fig. 4.10 non risulta ben visibile il ripple di corrente in quanto il valore di induttanza scelto per questa simulazione risulta essere troppo grande ($L = 100 \text{ mH}$).

Tale simulazione è stata ripetuta variando il valore dell'induttanza di carico, ponendola pari a 10 mH. In Fig. 4.11 viene evidenziato il ripple presente nelle correnti di carico dovuto alla diminuzione del valore dell'induttanza. Da tale figura è possibile osservare l'effetto del controllo del sistema mediante la tecnica SPWM, la quale permette di ottenere delle forme d'onda delle correnti di carico di buona qualità in quanto presentano valori di ripple contenuti. In Fig. 4.12 si può osservare l'andamento della corrente di alimentazione, la quale presenta oscillazioni contenute in termini di ampiezza seppur non presentando un valore costante di corrente. Inoltre, presenta un range di variazione maggiore rispetto al caso analizzato in precedenza con $m_a = 0.25$. Rispetto all'analisi precedente, siccome in questa sezione viene utilizzato un indice di modulazione superiore, troveremo di conseguenza dei valori maggiori di corrente di alimentazione. In Fig. 4.13, vengono riportate le tensioni ai capi dei condensatori, le quali risultano avere un comportamento indesiderato come anticipato in precedenza. In particolare, è possibile notare come i due condensatori, superiore ed inferiore (C_{B4} e C_{B1}), si carichino aumentando il valore di tensione ai loro capi mentre i due condensatori centrali (C_{B2} e C_{B3}) tendano a scaricarsi. Questo comportamento potrebbe inizialmente apparire non determinante in quanto nei grafici riportati in Fig. 4.13 sembra esserci una variazione di pochi Volt, tuttavia, tale comportamento permane anche analizzando il sistema con tempi di simulazione più dilatati, per cui rappresenta una criticità.

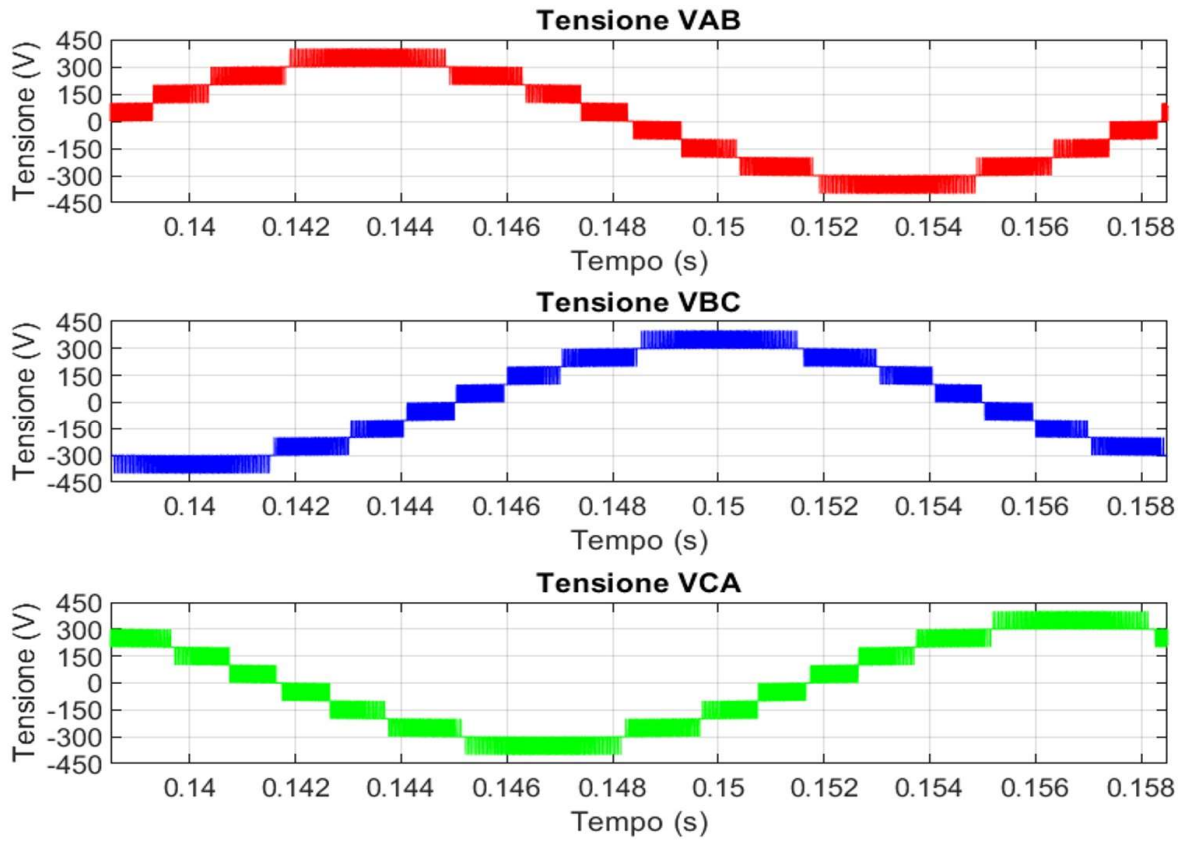


Figura 4.8 - Tensioni concatenate con $m_a = 0.49$.

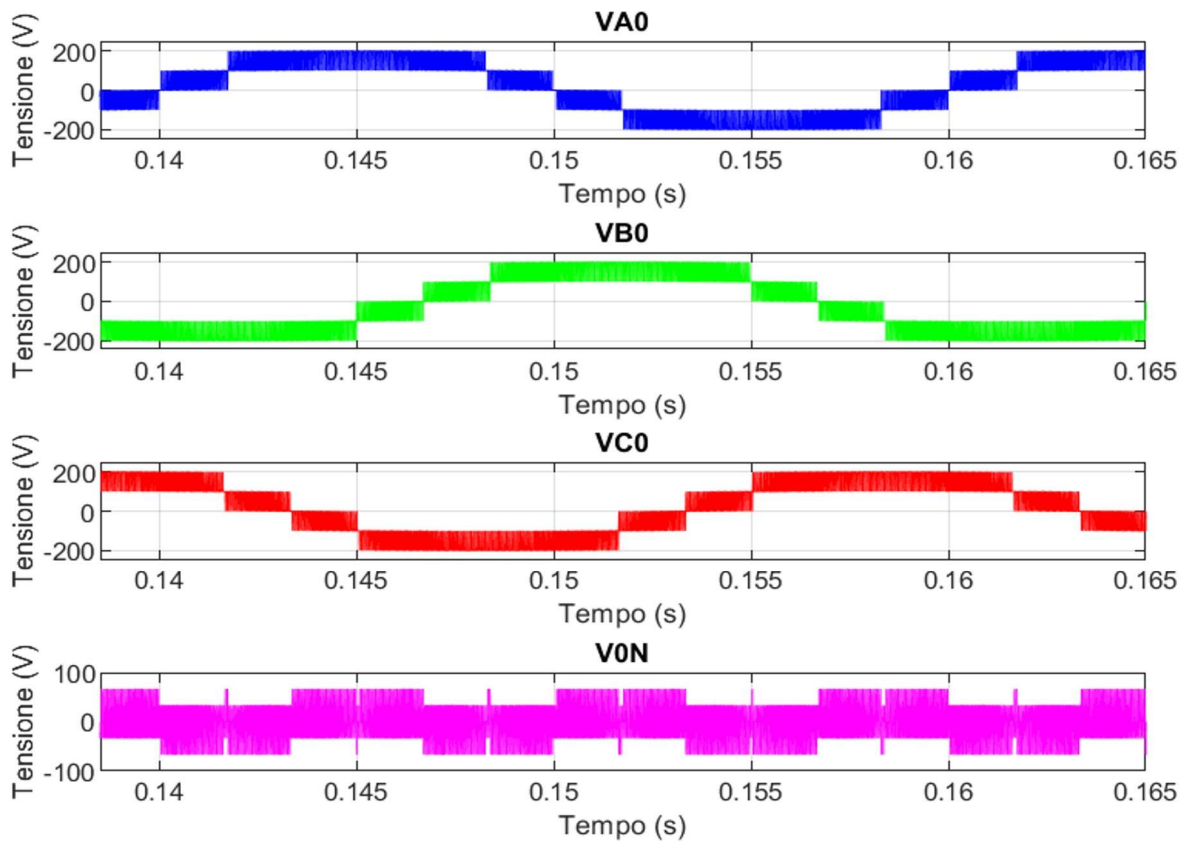


Figura 4.9 - Tensioni di polo e V_{ON} con $m_a = 0.49$.

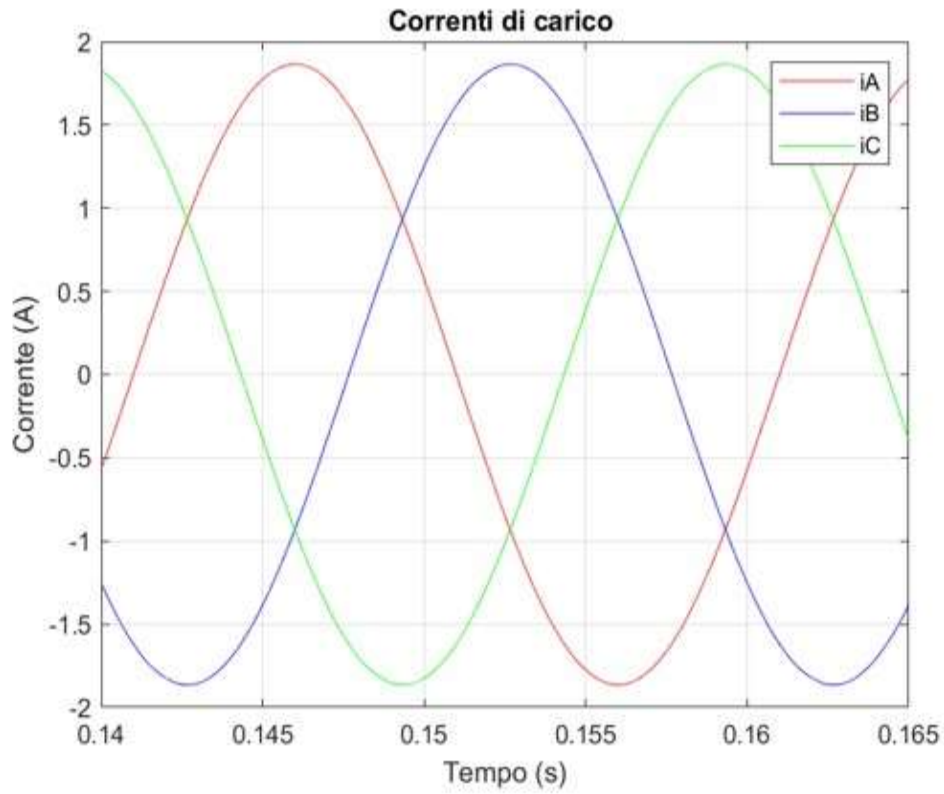


Figura 4.10 - Correnti di carico con $m_a = 0.49$ e $L = 100$ mH.

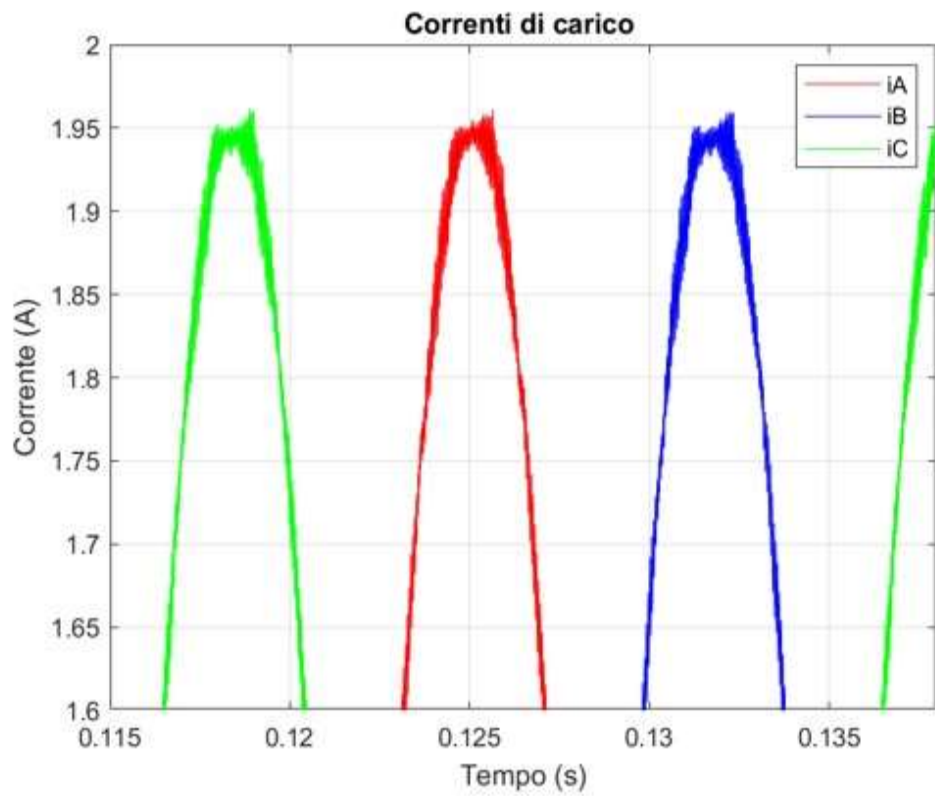


Figura 4.11 - Correnti di carico con $m_a = 0.49$ e $L = 10$ mH.

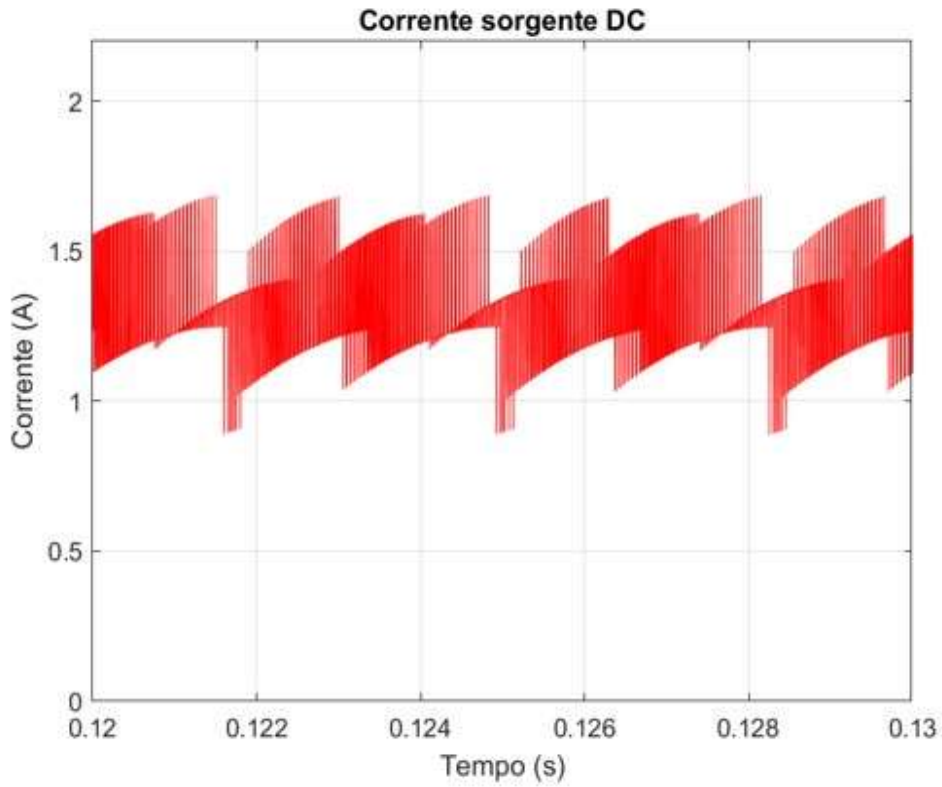


Figura 4.12 - Corrente di alimentazione con $m_a = 0.49$.

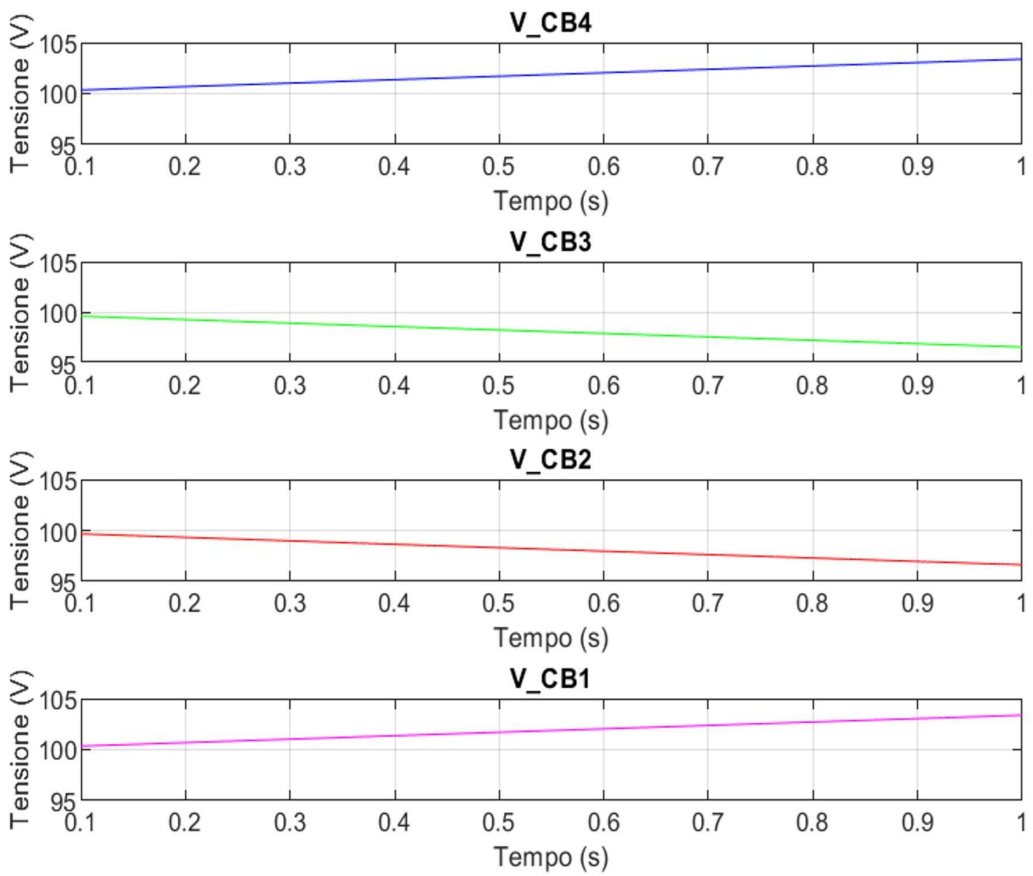


Figura 4.13 - Tensioni ai capi dei condensatori con $m_a = 0.49$.

Da tali considerazioni è possibile concludere che risulta necessario l'utilizzo di sistemi hardware aggiuntivi che consentano di stabilizzare la tensione ai capi dei condensatori evitando il comportamento appena descritto, il quale risulta indipendente dal tipo di tecnica di modulazione utilizzata per il controllo del sistema.

Indice di modulazione di ampiezza pari a 0.75

I risultati ottenuti dalle simulazioni descritte in questa sezione sono stati ottenuti scegliendo dei valori di riferimento di ciascuna tensione stellata pari a 300 V, in modo tale da ottenere un indice di modulazione di ampiezza pari a 0.75. Tale indice è stato scelto appositamente di valore superiore a 0.5 per poter evidenziare il comportamento del sistema in condizioni di sovrarmodulazione. In Fig. 4.14 è possibile osservare l'andamento delle tensioni stellate di carico, le quali hanno valori compresi tra -266.66 V e 266.66 V e vengono rappresentate mediante 16 livelli di tensione. In Fig. 4.15 vengono riportate le tensioni concatenate ottenibili mediante la differenza delle tensioni presenti tra due fasi, in particolare in questa analisi è possibile ottenere 9 livelli di tensione con valori compresi tra -400 V e 400 V.

Dalle Fig. 4.14 e 4.15 è possibile osservare cosa accade quando ci troviamo in sovrarmodulazione, ovvero la tensione media generata è diversa da quella di riferimento.

In particolare, siccome la massima ampiezza della prima armonica sinusoidale ottenibile con la tecnica di modulazione SPWM è pari a $\frac{V_{BUS}}{2}$ ed avendo posto $V_{BUS} = 400 V$, se il valore di tensione richiesto supera tali valori incorreremo in regime di sovrarmodulazione ed il valore di ampiezza della prima armonica risulterà essere inferiore rispetto a quella richiesta.

Dalla Fig. 4.15 è possibile dedurre che, quando si esce dal regime di modulazione lineare, ovvero quando la modulante esce dal range $[-1, 1]$, il ramo in alcuni cicli non commuta. Per quanto riguarda le tensioni di polo, riportate in Fig. 4.16 è possibile notare che anche in questo caso come nel precedente, possono assumere cinque livelli di tensione $(\frac{V_{BUS}}{4}, \frac{V_{BUS}}{2}, 0, -\frac{V_{BUS}}{4}, -\frac{V_{BUS}}{2})$ seppur sia osservabile il funzionamento in regime di sovrarmodulazione. In Fig. 4.17, è possibile notare l'effetto della sovrarmodulazione sulla forma d'onda delle correnti di carico associate a ciascuna fase, le quali risultano essere distorte. Esse assumono valori di ampiezza superiori al caso precedente, in cui $m_a = 0.49$, siccome le tensioni stellate di carico risultano essere superiori. In Fig. 4.18 si può osservare l'andamento della corrente presente alla sorgente, la quale presenta oscillazioni contenute in termini di ampiezza, seppur non presentando un valore costante di corrente. Rispetto ai casi analizzati in precedenza, in questo caso otteniamo valori di corrente maggiori.

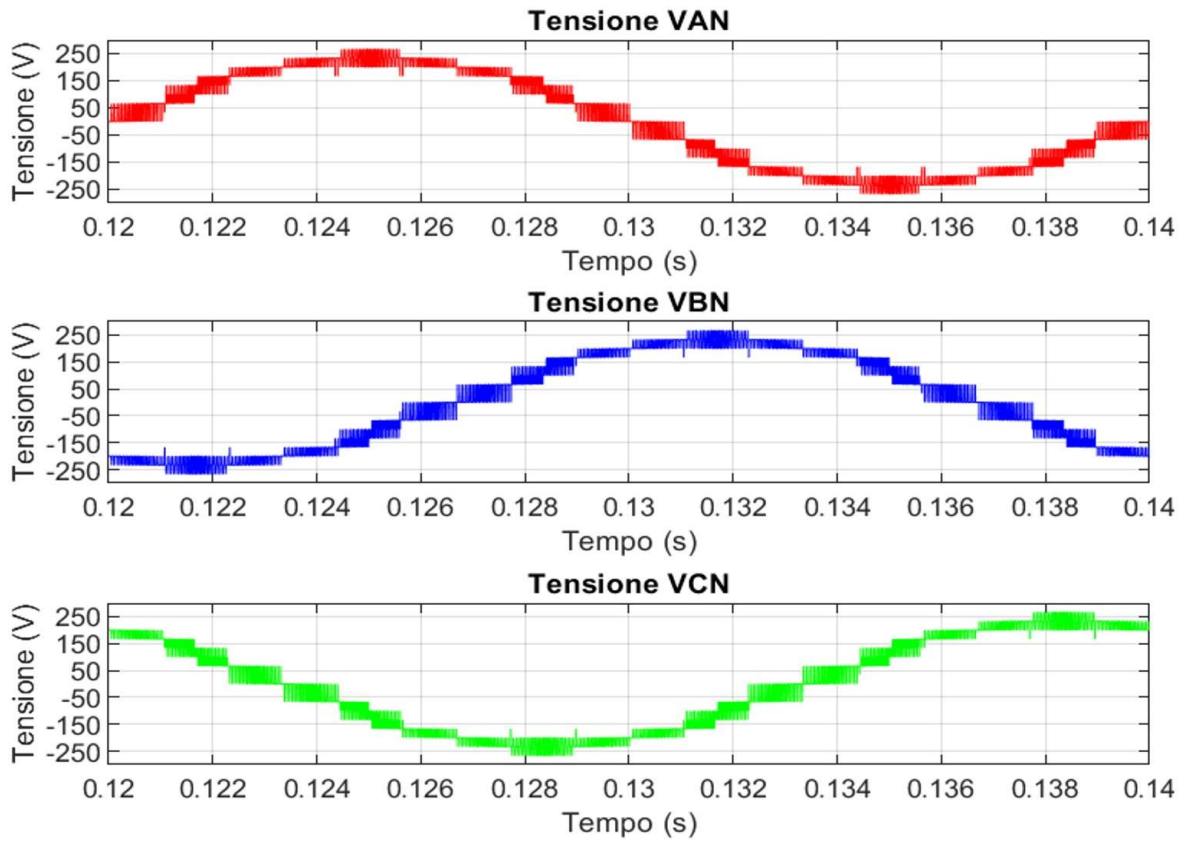


Figura 4.14 - Tensioni stellate di carico con $m_a = 0.75$.

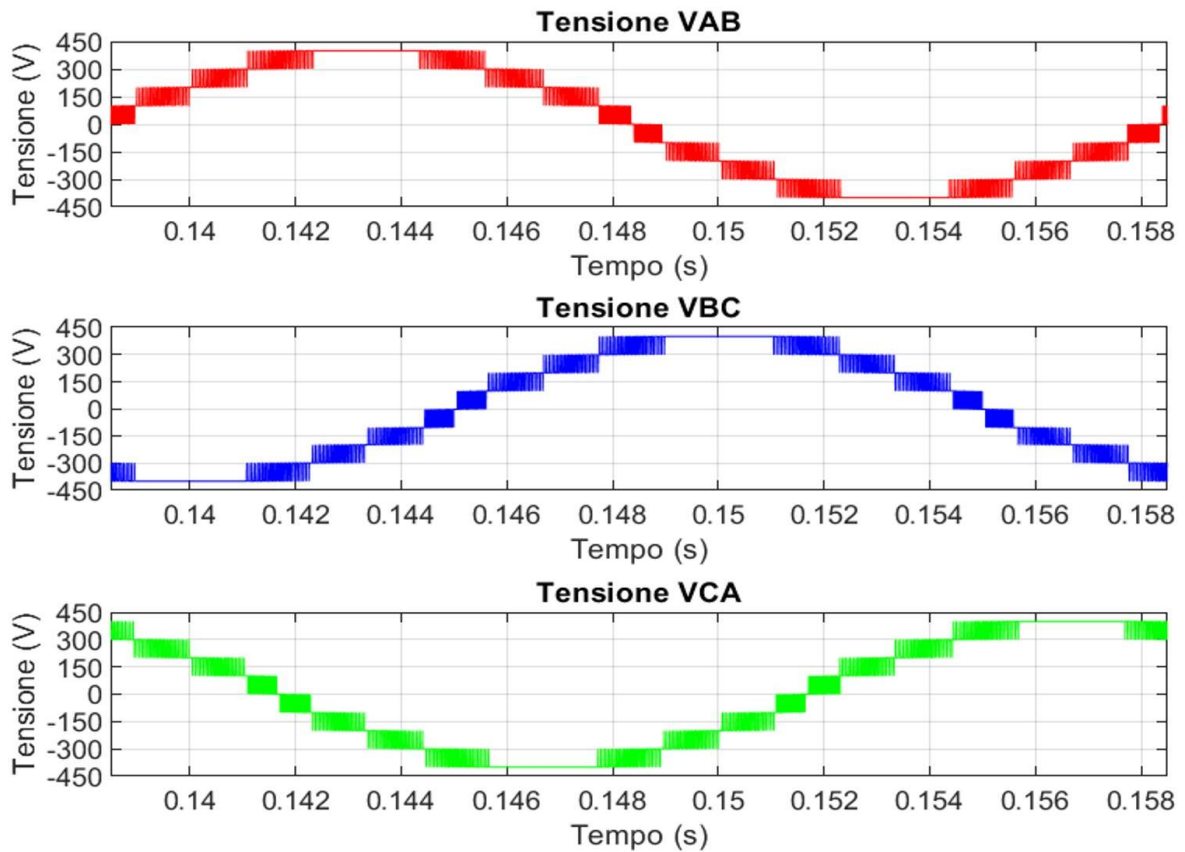


Figura 4.15 - Tensioni concatenate con $m_a = 0.75$.

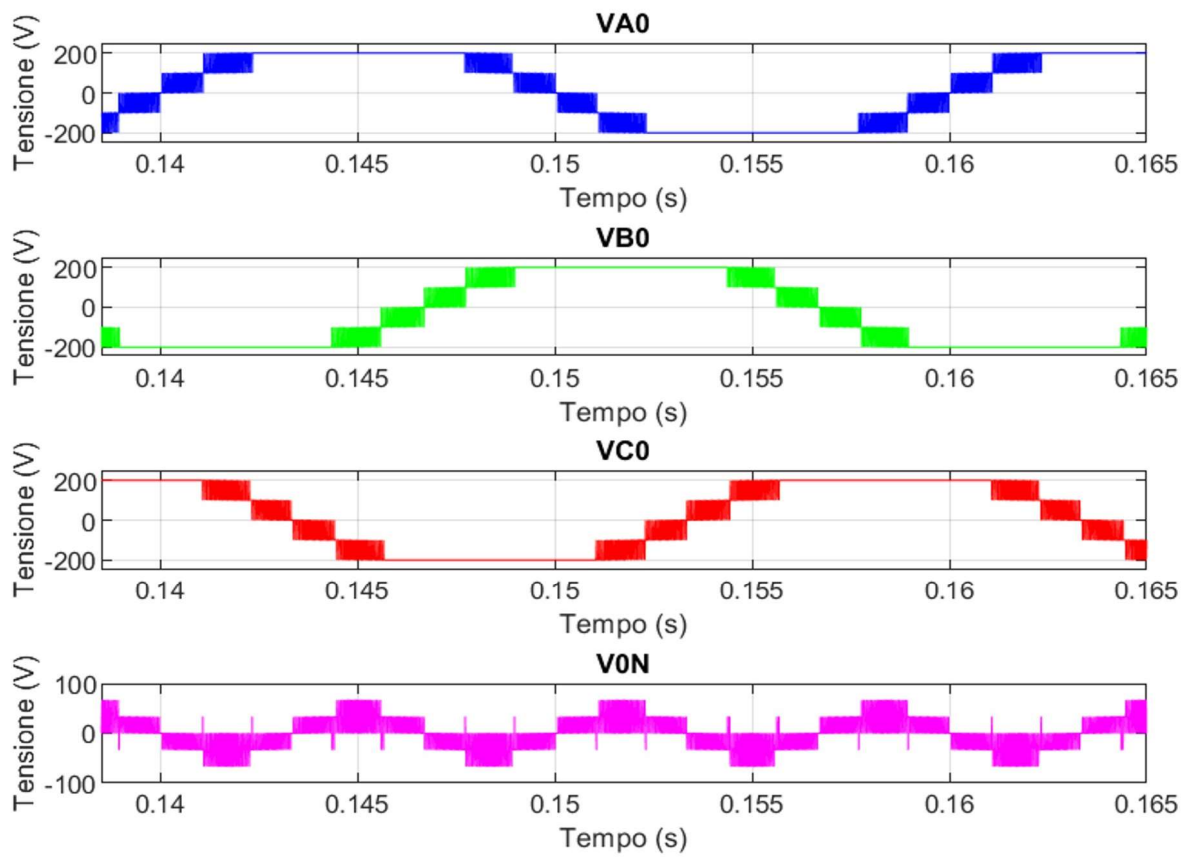


Figura 4.16 - Tensioni di polo e V_{ON} con $m_a = 0.75$.

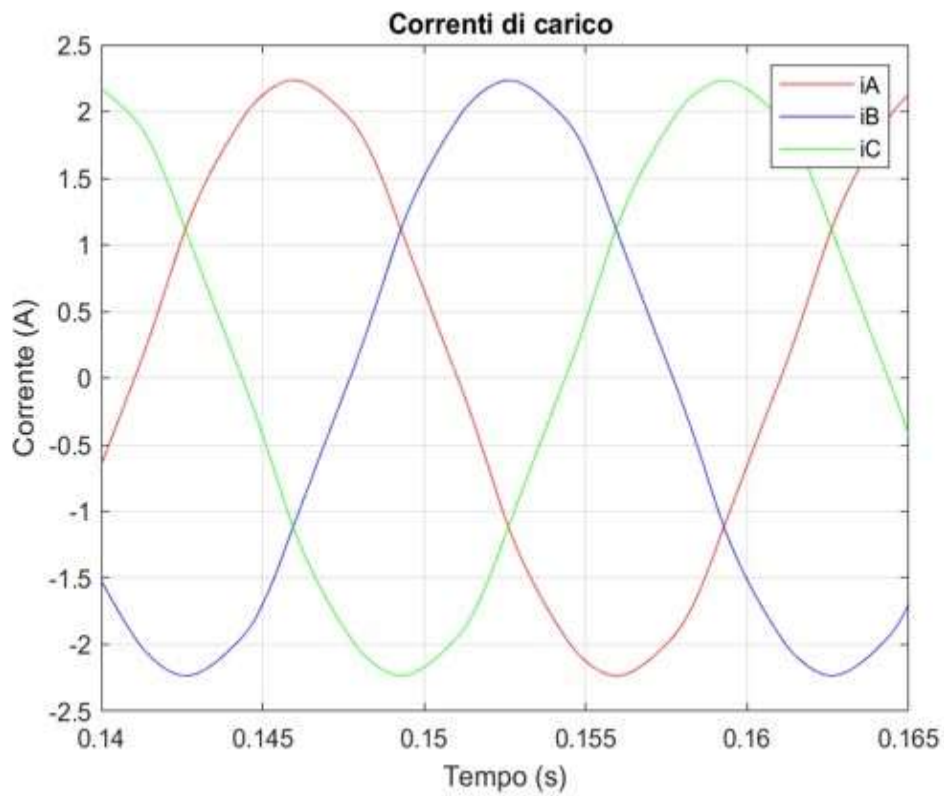


Figura 4.17 - Correnti di carico con $m_a = 0.75$.

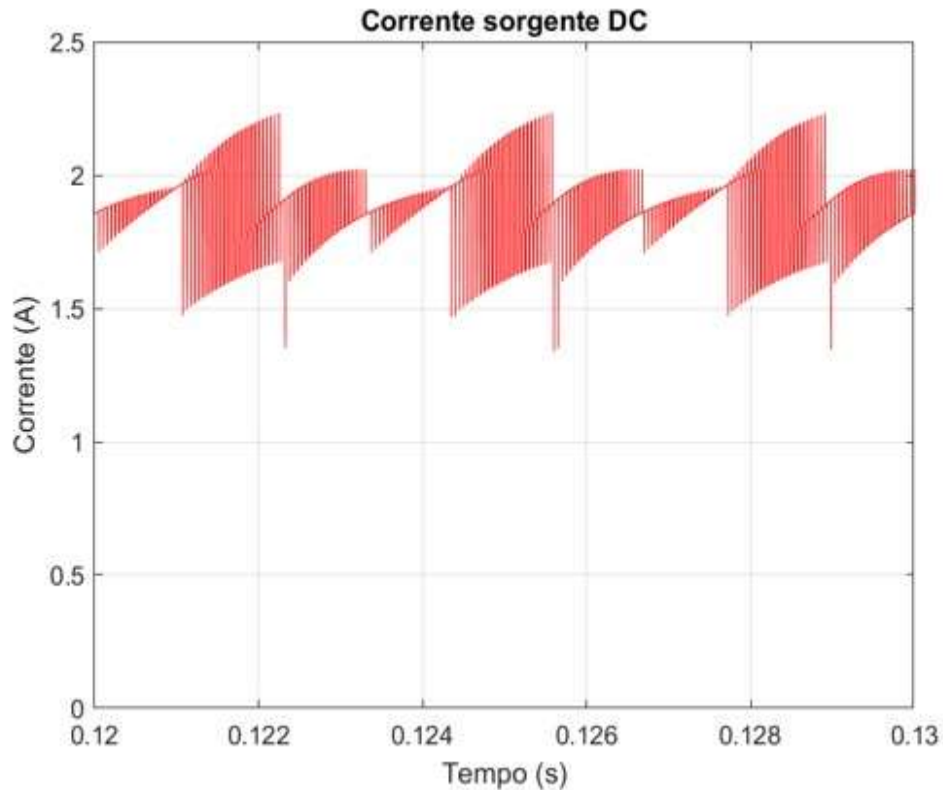


Figura 4.18 - Corrente presente alla sorgente DC con $m_a = 0.75$.

4.2. PWM flat top H

I risultati ottenuti dalle simulazioni descritte in questa sezione sono stati ottenuti scegliendo dei valori di riferimento di ciascuna tensione stellata pari a 196 V. In questo caso avremo sempre una delle tre modulanti che viene traslata verso il limite superiore, come è possibile osservare in Fig. 4.19, dove viene riportato l'andamento delle portanti e delle modulanti di tutte e tre le fasi. Per quanto riguarda la tecnica flat top L vale il ragionamento inverso, ovvero una delle tre modulanti sarà sempre traslata verso il limite inferiore ed assumerà il valore -1 per un intervallo di tempo prestabilito. Come anticipato in precedenza, la tecnica flat top H consente di ottenere un valore massimo della prima armonica sinusoidale maggiore rispetto alla tecnica SPWM, a discapito di uno sbilanciamento tra i diversi rami in termini di perdite. Con la tecnica flat top H si ottiene una forma d'onda delle tensioni d'uscita che approssima peggio la forma d'onda sinusoidale rispetto alla tecnica SPWM.

In Fig. 4.20 viene riportato l'andamento delle tensioni stellate di carico in cui è possibile osservare un andamento che approssima la forma d'onda sinusoidale. Nella simulazione in esame vengono ottenuti 15 livelli di tensione ed i valori delle tensioni stellate ottenute in Fig. 4.20 variano in un range da -233 V a 233 V.

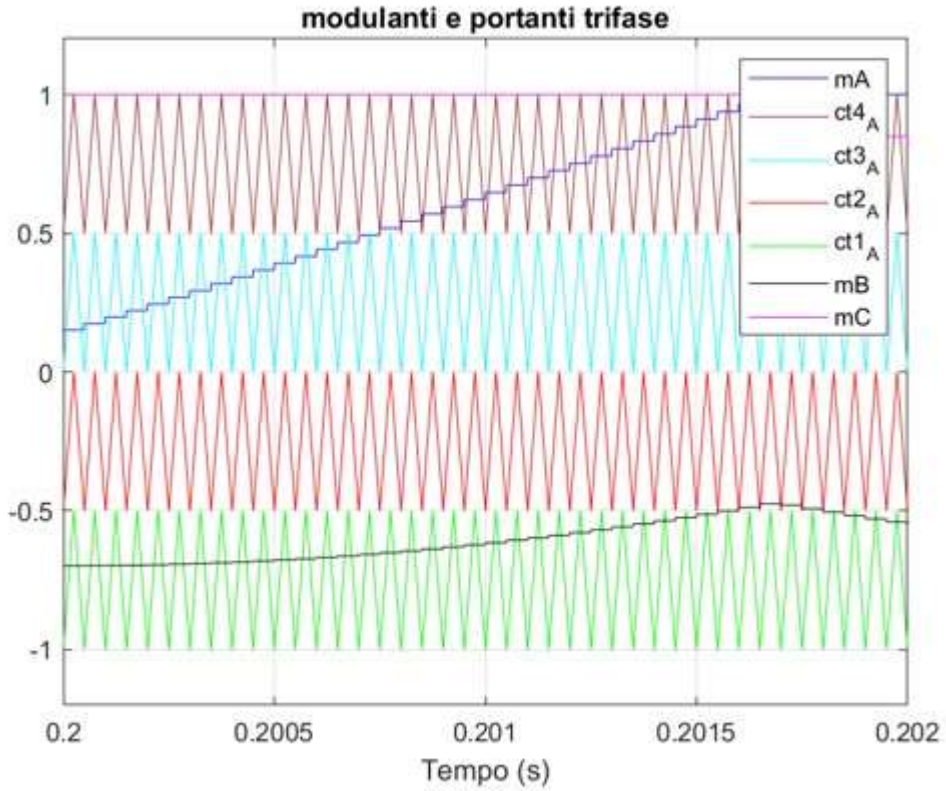


Figura 4.19 - Portanti e modulanti con la modulazione flat top H.

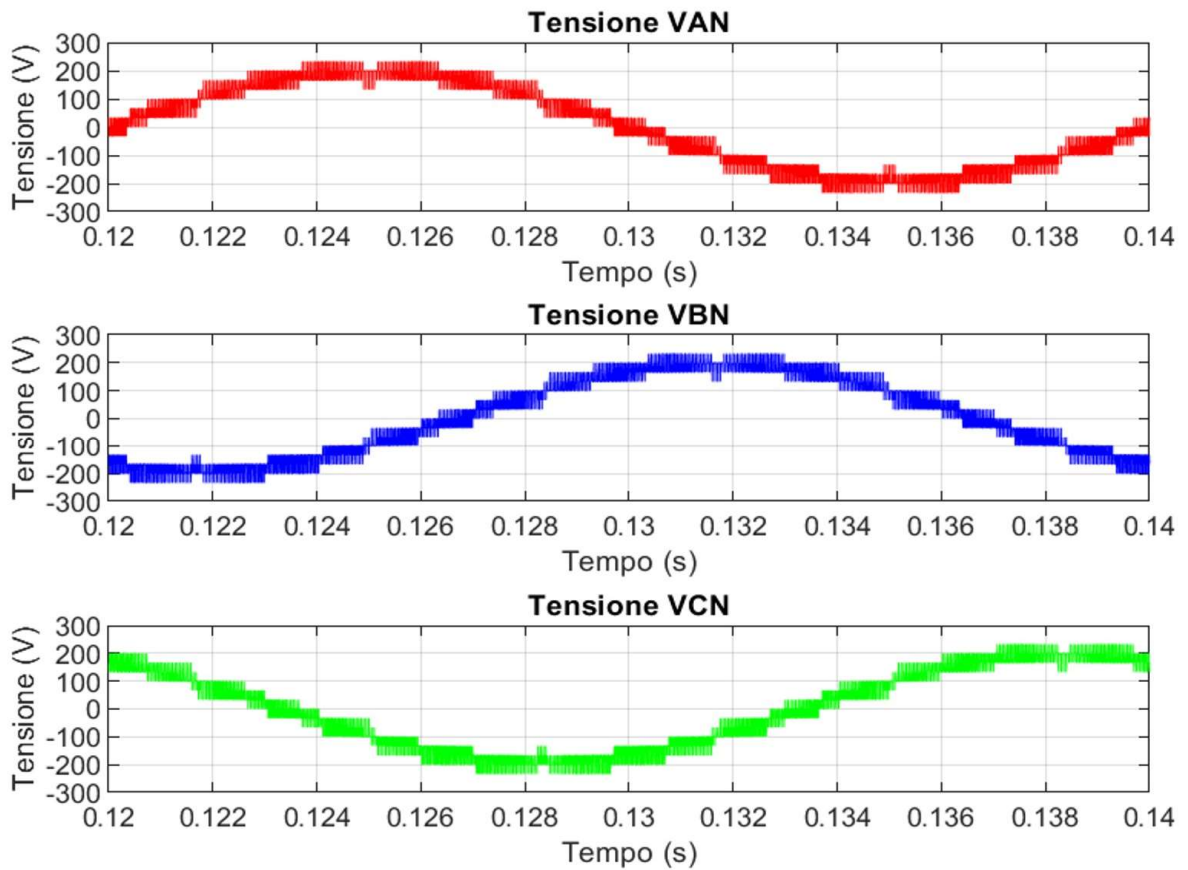


Figura 4.20 - Tensioni stellate di carico ottenute mediante la tecnica flat top H.

Nonostante sia stata implementata anche la tecnica flat top L in simulazione, si è deciso di non riportare i risultati ottenuti in quanto risulta quasi del tutto analoga alla flat top H in termini di tensioni generate.

In Fig. 4.21, è possibile notare l'effetto della modulazione flat top H sulla forma d'onda delle correnti di carico associate a ciascuna fase, le quali risultano approssimare un andamento simmetrico sinusoidale; tali correnti risultano sfasate di 120° l'una rispetto all'altra siccome stiamo lavorando con riferimenti di tipo simmetrico sinusoidale. La simulazione viene ripetuta anche in questo caso ponendo $L = 10\text{ mH}$, come già fatto in precedenza per la tecnica SPWM, in modo tale da evidenziare maggiormente il ripple presente nelle correnti di carico, il quale risulterà maggiore rispetto a quello ottenuto con la tecnica SPWM. I risultati ottenuti vengono riportati in Fig. 4.22.

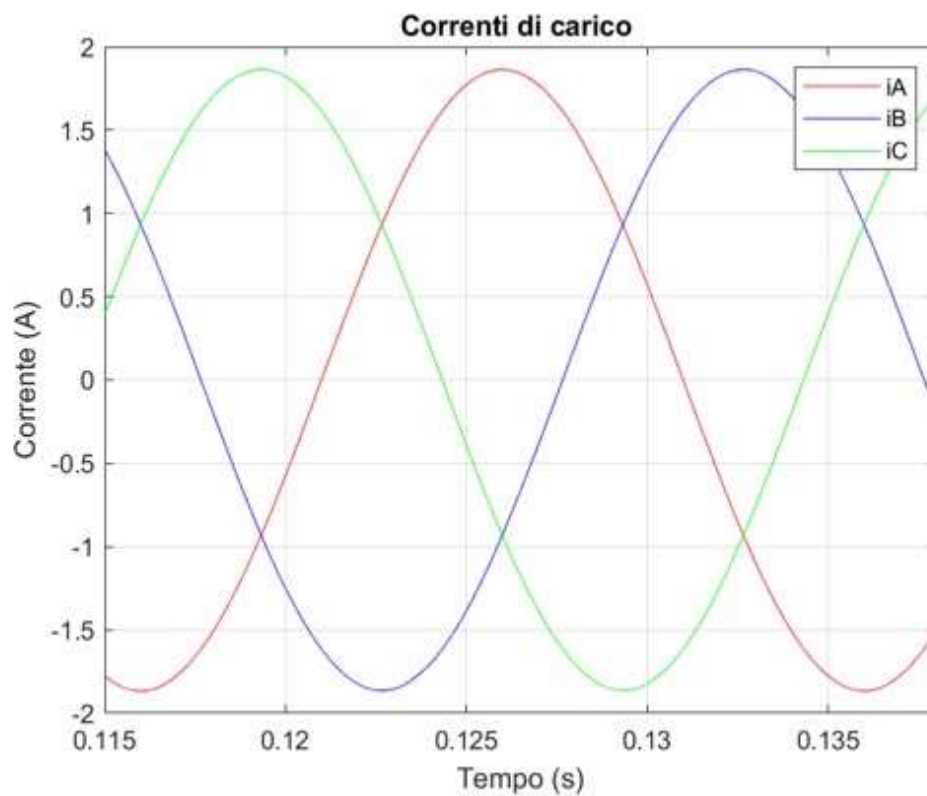


Figura 4.21 - Correnti di carico ottenute con la tecnica flat top H.

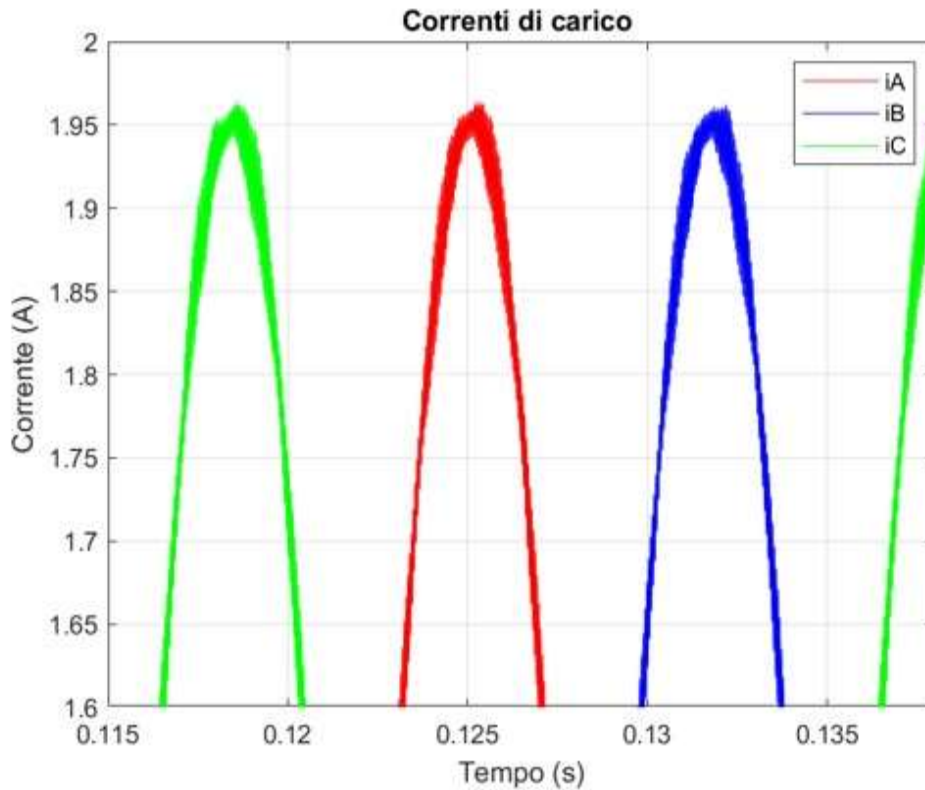


Figura 4.22 - Correnti di carico ottenute con la tecnica flat top H e $L = 10$ mH.

4.3. PWM simmetrica

Per la simulazione in analisi si è deciso di scegliere le tensioni di riferimento di valore pari a 196 V per poter avere un confronto rispetto alle due tecniche già descritte in precedenza.

In questo caso avremo le tre modulanti traslate in modo tale che risultino centrate rispetto all'intervallo $[-1, 1]$, come è possibile osservare in Fig. 4.23, dove viene riportato l'andamento delle portanti e delle modulanti di tutte e tre le fasi. Per poter analizzare le differenze tra le diverse tecniche di modulazioni implementate in simulazione si è deciso di riportare l'andamento delle tensioni stellate di carico ottenute tramite l'utilizzo della tecnica di modulazione PWM simmetrica.

La tecnica PWM simmetrica permette di ottenere una buona stabilità della tensione in uscita e di ridurre le componenti armoniche. In Fig. 4.24 vengono riportate le tensioni stellate di carico, le quali assumono valori compresi tra -233 V e 233 V, venendo rappresentate mediante 15 livelli di tensioni.

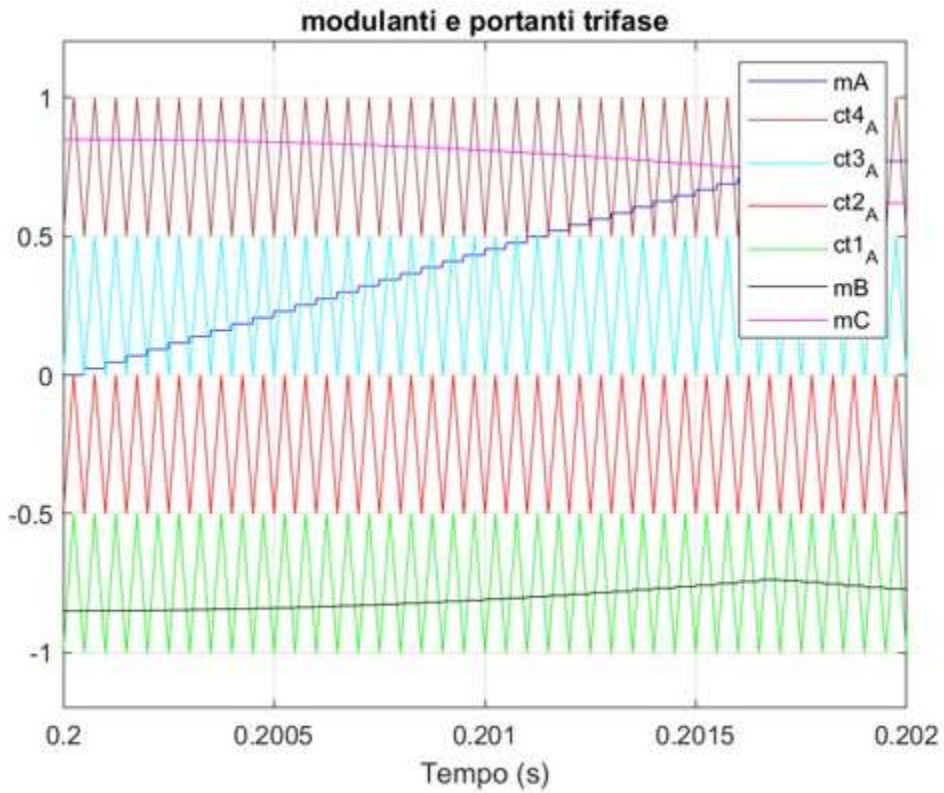


Figura 4.23 - Portanti e modulanti con la modulazione PWM simmetrica.

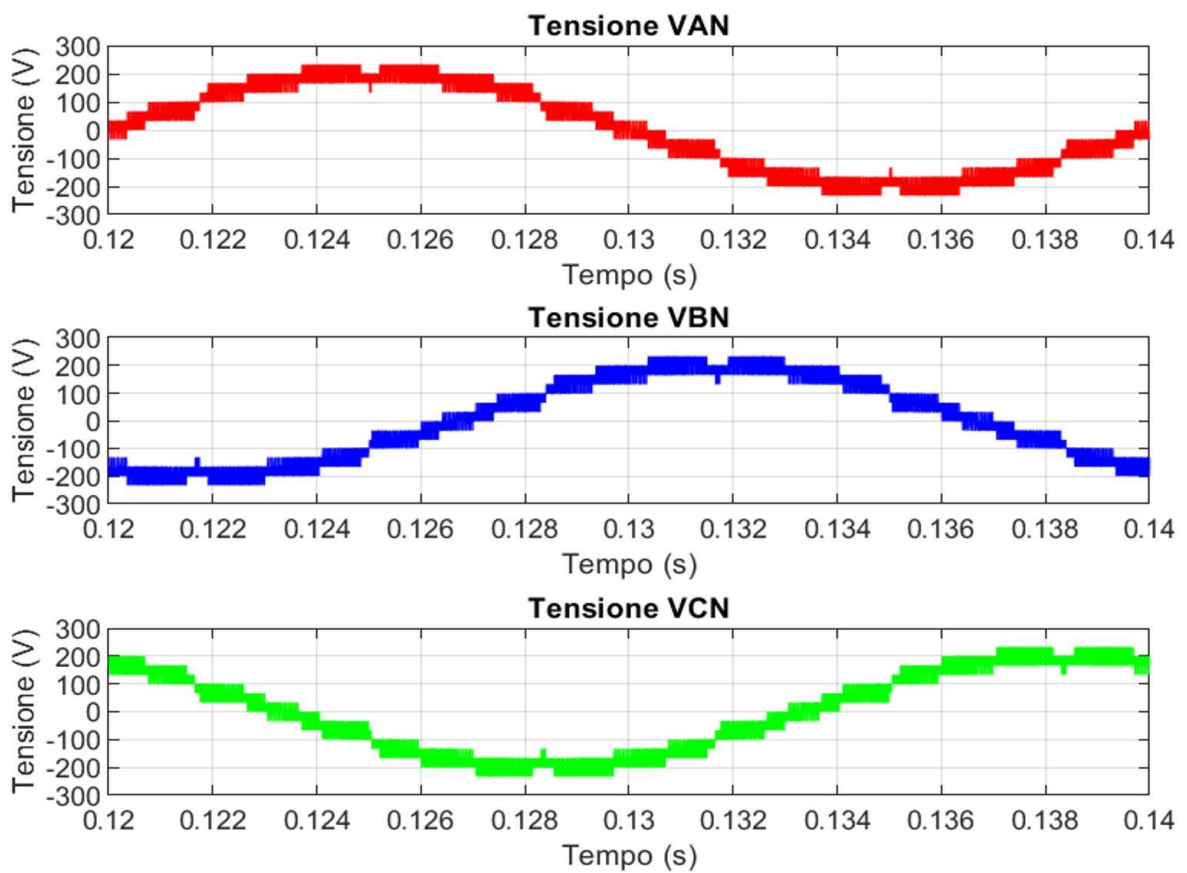


Figura 4.24 - Tensioni stellate di carico ottenute mediante la tecnica PWM simmetrica.

5. CONCLUSIONI

In conclusione, lo studio dell'inverter in configurazione E-Type controllato mediante differenti tecniche di modulazione, quali SPWM, flat top H, flat top L e PWM simmetrica, ha fornito importanti considerazioni in merito alle prestazioni e le caratteristiche di ciascuna tecnica. I risultati ottenuti hanno evidenziato i punti di forza e le limitazioni di ogni metodo di modulazione, contribuendo così a delineare le potenziali applicazioni e i contesti ottimali di utilizzo. Uno dei punti di forza evidenziati nell'elaborato riguarda la variazione delle tensioni di polo tra i livelli adiacenti, le quali permettono di diminuire le variazioni delle tensioni di carico riducendo così le sollecitazioni a cui vengono sottoposti gli isolanti di carico.

Quanto emerso dallo studio della letteratura a disposizione e dall'analisi tecnica dell'inverter in configurazione E-Type conferma le ipotesi di studio iniziale, quali i suoi effettivi benefici in termini di qualità delle forme d'onda ottenute. In particolare, l'ottenimento di forme d'onda delle correnti di buona qualità è possibile grazie alla presenza di un numero elevato di livelli delle tensioni di carico.

Inoltre, si è riusciti a giungere allo studio del suo funzionamento e la comprensione dei punti di forza e dei punti di debolezza su cui è possibile gettare le basi per sviluppi futuri. Tali considerazioni ci fanno concludere che la configurazione E-Type possa apportare reali vantaggi applicativi per cui meriti di essere approfondita, in quanto potrebbe rappresentare un buon punto di inizio per l'evoluzione e l'applicazione in sistemi di tipo fotovoltaico, automotive e di gestione dell'energia elettrica. L'obiettivo dell'elaborato, partendo dallo studio del singolo ramo, per poi estendere la trattazione al caso trifase è stato raggiunto seppur essendosi dovuti confrontare con effettivi limiti indagati inizialmente a livello teorico e confermati successivamente in simulazione.

Il punto di criticità che è stato possibile evidenziare riguarda l'impossibilità di utilizzo di tale sistema senza l'ausilio di componenti hardware aggiuntivi per la stabilizzazione della tensione ai capi di ciascun condensatore. Tali considerazioni ci portano a concludere la stretta necessità di circuiti stabilizzatori tra i quali, in letteratura, si evidenziano i circuiti SRBC che risultano essere quelli più indicati per questa applicazione. Tali complicazioni sorte durante l'analisi del circuito si discostano da quanto analizzato sugli inverter in configurazione T-Type, nonostante abbiano rappresentato il punto di partenza per lo sviluppo di tale sistema. Nel dettaglio, negli inverter T-Type risulta presente uno sbilanciamento contenuto che non porta

ad una divergenza dei valori di tensione ai capi dei condensatori, come invece avviene nel caso dell'inverter E-Type sprovvisto di circuiti stabilizzatori.

In conclusione, tale elaborato ha raggiunto lo scopo di rappresentare un punto di partenza per sviluppi futuri quali potrebbero riguardare l'implementazione e lo studio approfondito dei circuiti stabilizzatori SRBC in modo tale da eliminare il problema legato all'instabilità dei valori di tensione sui condensatori. Un possibile sviluppo futuro di questo elaborato potrebbe essere rappresentato dall'analisi del contenuto armonico delle tensioni e correnti presenti nel sistema.

INDICE DELLE FIGURE

Figura 1.1 - Numero di livelli disponibili nell'inverter a 2 livelli [1].....	9
Figura 1.2 - Ramo di un inverter a tre livelli T-Type [2].....	10
Figura 1.3 - Numero di livelli disponibili nell'inverter a 5 livelli.....	10
Figura 1.4 - Notazione interruttori. a) Interruttore aperto. b) Interruttore chiuso.....	11
Figura 1.5 - Rappresentazione del ramo dell'inverter E-Type.....	12
Figura 1.6 - Regioni di funzionamento degli interruttori. (a) Tensione unidirezionale e corrente bidirezionale. (b) Corrente e tensione bidirezionali [3].	12
Figura 1.7 - Possibili configurazioni degli interruttori bidirezionali. (a) In CC. (b) In CE. (c) Ibridi in CE [4].	13
Figura 1.8 - Nomi dei morsetti degli IGBT [1].....	13
Figura 1.9 - Singolo ramo dell'inverter E-Type [4].....	15
Figura 1.10 - Funzioni di commutazione per l'ottenimento dei cinque livelli delle tensioni di polo.....	16
Figura 1.11 - Zone di funzionamento dell'inverter in funzione di tensione, corrente e sfasamento tra essi [2].	18
Figura 1.12 - Percorso conduttivo nella zona 1. a) SxB conduce. b) SxB non conduce.....	19
Figura 1.13 - Percorsi nella zona 2 con corrente positiva e tensione negativa.	20
Figura 1.14 - Percorso conduttivo nella zona 3. a) SxA conduce. b) SxA non conduce.	21
Figura 1.15 - Percorsi conduttivi alternativi nella zona 4.	22
Figura 1.16 - Inverter trifase E-Type a 5 livelli.	23
Figura 1.17 - Connessione dei circuiti SRBC al sistema [4].....	27
Figura 1.18 - Ramo medio-inferiore riportante la struttura circuitale degli SRBC [4].....	28
Figura 2.1 - Ramo di inverter [1].	31
Figura 2.2 - Generazione della funzione di commutazione [1].....	33
Figura 2.3 - Schema a blocchi del modulatore PWM regular sampled [1].....	34
Figura 2.4 - Carico R-L generico [1].....	34
Figura 2.5 - Modulante pseudo-sinusoidale [1].	36
Figura 2.6 - Sovramodulazione [1].	37
Figura 2.7 - Inverter monofase [1].	38
Figura 2.8 - Modulazione PWM unipolare [5].....	40
Figura 2.9 - Spettro armonico PWM unipolare con mf intero e pari [5].	40

Figura 2.10 - Modulazione PWM bipolare [5].....	41
Figura 2.11 - Modulazione SPWM con valori di riferimento sinusoidali [2].....	42
Figura 2.12 - Modulanti nella tecnica di modulazione SPWM con segnali di riferimento pseudo-sinusoidali.....	42
Figura 2.13 - Portanti triangolari e modulante del ramo A nella tecnica SPWM con segnali di riferimento pseudo-sinusoidali.....	43
Figura 2.14 - Rappresentazione di m_0 nella tecnica di modulazione SPWM.....	44
Figura 2.15 - Rappresentazione di m_0 nella tecnica di modulazione PWM flat top L.....	51
Figura 2.16 - Modulanti nella tecnica di modulazione PWM flat top L.....	52
Figura 2.17 - Rappresentazione di m_0 nella tecnica di modulazione PWM flat top H.....	53
Figura 2.18 - Modulanti nella tecnica di modulazione PWM flat top H.....	53
Figura 2.19 - Rappresentazione di m_0 nella tecnica di modulazione PWM simmetrica.....	54
Figura 2.20 - Modulanti nella tecnica di modulazione PWM simmetrica.....	55
Figura 3.1 - Dati presenti in Matlab.....	58
Figura 3.2 - Schematico Simulink del sistema complessivo.....	61
Figura 3.3 - Sottosistema di alimentazione.....	62
Figura 3.4 - Schematico della prima parte del sottosistema per la generazione delle modulanti.....	63
Figura 3.5 - Schematico della seconda parte del sottosistema per la generazione delle modulanti.....	64
Figura 3.6 - Sottosistema per la generazione dei segnali di gate.....	66
Figura 3.7 - Generazione della portante triangolare compresa tra -1 e -0.5.....	66
Figura 3.8 - Sottosistema del singolo ramo associato alla fase A.....	67
Figura 3.9 - Sottosistema del carico trifase simmetrico ed equilibrato.....	68
Figura 4.1 - Tensioni stellate di carico con $ma = 0.25$	72
Figura 4.2 - Tensioni concatenate con $ma = 0.25$	72
Figura 4.3 - Tensioni di polo e V_{0N} con $ma = 0.25$	73
Figura 4.4 - Correnti di carico con $ma = 0.25$	73
Figura 4.5 - Corrente di alimentazione con $ma = 0.25$	74
Figura 4.6 - Portanti e modulanti con $ma = 0.49$	75
Figura 4.7 - Tensioni stellate di carico con $ma = 0.49$	75
Figura 4.8 - Tensioni concatenate con $ma = 0.49$	77
Figura 4.9 - Tensioni di polo e V_{0N} con $ma = 0.49$	77

Figura 4.10 - Correnti di carico con $ma = 0.49$ e $L = 100 \text{ mH}$	78
Figura 4.11 - Correnti di carico con $ma = 0.49$ e $L=10 \text{ mH}$	78
Figura 4.12 - Corrente di alimentazione con $ma = 0.49$	79
Figura 4.13 - Tensioni ai capi dei condensatori con $ma = 0.49$	79
Figura 4.14 - Tensioni stellate di carico con $ma = 0.75$	81
Figura 4.15 - Tensioni concatenate con $ma = 0.75$	81
Figura 4.16 - Tensioni di polo e V_{0N} con $ma = 0.75$	82
Figura 4.17 - Correnti di carico con $ma = 0.75$	82
Figura 4.18 - Corrente presente alla sorgente DC con $ma = 0.75$	83
Figura 4.19 - Portanti e modulanti con la modulazione flat top H.....	84
Figura 4.20 - Tensioni stellate di carico ottenute mediante la tecnica flat top H.....	84
Figura 4.21 - Correnti di carico ottenute con la tecnica flat top H.....	85
Figura 4.22 - Correnti di carico ottenute con la tecnica flat top H e $L = 10 \text{ mH}$	86
Figura 4.23 - Portanti e modulanti con la modulazione PWM simmetrica.....	87
Figura 4.24 - Tensioni stellate di carico ottenute mediante la tecnica PWM simmetrica.....	87

INDICE DELLE TABELLE

Tabella 1.1 - Tabella riassuntiva delle funzioni di commutazione e dei livelli della tensione di polo.....	17
Tabella 1.2 - Tensioni di blocco in condizioni stazionarie.	28
Tabella 2.1 - Stato degli IGBT nella zona 1.....	46
Tabella 2.2 - Tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT nella zona 1.....	46
Tabella 2.3 - Stato degli IGBT nella zona 2.....	47
Tabella 2.4 - Tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT nella zona 2.....	47
Tabella 2.5 - Stato degli IGBT nella zona 3.....	48
Tabella 2.6 - Tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT nella zona 3.....	48
Tabella 2.7 - Stato degli IGBT nella zona 4.....	49
Tabella 2.8 - Tensioni a cui sono sottoposti gli IGBT nella zona 4.....	50
Tabella 2.9 - Tabella riassuntiva delle configurazioni degli IGBT.....	50

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

- [1] A. Tani. Appunti delle lezioni del corso “Conversione Statica Dell’Energia Elettrica M”, Corso di Laurea Magistrale di Ingegneria dell’Energia Elettrica, 2023, Università di Bologna.
- [2] Claudia Patella, “Analisi e realizzazione di un convertitore multilivello ad alta efficienza per applicazioni fotovoltaiche”, Corso di Studio in “Ingegneria Elettronica e Telecomunicazioni per lo Sviluppo Sostenibile”, Anno 2014/2015, Università di Bologna campus di Cesena.
- [3] Edoardo Bemporad, Dr. Petar J. Grbović, Prof. Luca Solero, Marco di Benedetto, “3 Phase 5-Level E-Type Converter Topologies for Industrial Power Supply Applications”, Mechanical and Industrial Engineering Ph.D. School, Università degli Studi Roma Tre, 23-apr-2018.
- [4] Marco di Benedetto, Alessandro Lidozzi, Luca Solero, Fabio Crescimbin, Member, IEEE, and Petar J. Grbović, “Five-Level E-Type Inverter for Grid-Connected Applications,” IEEE Trans. Ind. App., Vol. 54, no. 5, Sept./Oct. 2018.
- [5] L. Zarri. Appunti delle lezioni del corso “Azionamenti elettrici per applicazioni industriali ed eoliche M”, Corso di Laurea Magistrale di Ingegneria dell’Energia Elettrica, 2022, Università di Bologna.

RINGRAZIAMENTI

In primis vorrei ringraziare il Prof. Ing. Angelo Tani per la pazienza e la professionalità avuta durante il percorso universitario, in particolare durante la stesura dell'elaborato.

Vorrei ringraziare anche tutte le persone che in modo diretto o indiretto mi sono stati vicini e mi hanno sostenuto durante questo percorso quali la mia famiglia ed in particolare anche la mia compagna Sara, la quale ha avuto un ruolo fondamentale di supporto sia emotivo che lavorativo anche durante i momenti più difficili e senza la quale non so se avrei potuto raggiungere tali obiettivi. Procedendo vorrei ringraziare anche i miei amici Bernacke e Lorenzo per il supporto durante tutto il percorso universitario, i quali hanno rappresentato un punto di riferimento di fondamentale importanza da cui è stato possibile ricevere sempre punti di vista differenti e oggettivi.

Vorrei infine ringraziare i colleghi di lavoro Prof. Canducci, Prof. Valdinosi, Prof. Nicolai, Prof. Dall'ara, Prof. Teodorani, Prof. Lumini, Prof. Turco per i preziosi consigli ed il supporto ricevuto durante il percorso lavorativo che ha accompagnato quest'ultima fase del percorso universitario.

In definitiva, ringraziando tutti quelli sopra citati, non solo per il supporto ma anche per la crescita personale avuta grazie al confronto, vorrei dedicare un piccolo pensiero a me stesso che nonostante le diverse difficoltà ed i momenti di sconforto sono riuscito a raggiungere tutti gli obiettivi prefissati senza mollare.